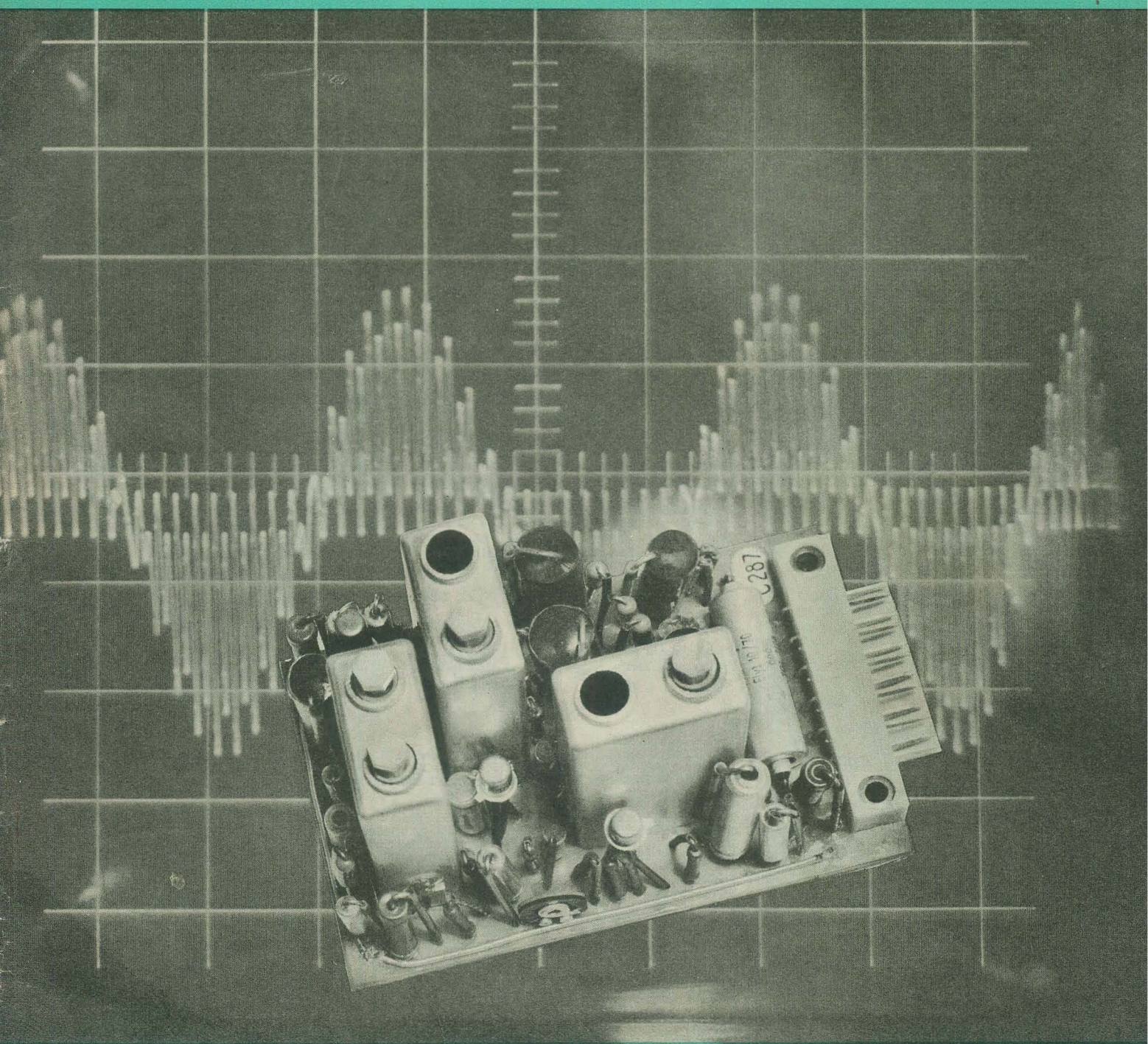
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Stereodecoder St D 4
- Ein neues elektronisches Musikinstrument
- Bauanleitung für einen transistorisierten Emissionsstromstabilisator
- Miniaturlötkolben mit Netzgerät

12 | JUNI 1965



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 354

Dipl.-Ing. R. Hannawald
Der Stereodecoder St D 4
Teil 1 355

Ing. Johannes Schlorke
Hallfreie Beschallung
eines sehr halligen Raumes 359

U. E. Bruchholz
Ein neues elektronisches
Musikinstrument 360

R. Dürrschmidt
Schaltung
zur Verminderung von Verzerrungen 363

Dr. Günther H.-J. Weißbach
Der Stimmgabeloszillator –
ein einfaches Frequenznormal
für den NF-Praktiker 364

Michael Roth
Eine erweiterte monostabile
Kippschaltung, Teil 1 365

K. Sturm
Röhreninformationen 23
Superorthikon-Röhren 367

Labor- und Berechnungsunterlagen
Gleichspannungsstabilisierung
mit Zenerdioden (3) 369

Neues aus der sowjetischen Elektronik 371

J. Lachmann
Bauanleitung:
Ein einfacher transistorisierter
Emissionsstromstabilisator 372

Neuheiten bei den Graetz-Portables 374

Hagen Jakubaschk
Gleichspannungs-Meßwandler
auf fotoelektrischer Basis 376

Dieter Geißler
Miniaturlötkolben mit Netzgerät 378

Aus der Reparaturpraxis 379

Leistungstransistoren
für hochwertige Endstufen 381

Referate 382

Fachbücher 383

Elektronische Fachbegriffe
mit der Endung „-istor" 3. U.-S.

OBSAH

Oznámení a zprávy 354

Dipl.-Ing. R. Hannawald
Dekódovací jednotka pro
příjem stereofonního rozhlasu „St D 4"
díl prvý 355

Ing. Johannes Schlorke
Ozvučení prostory s dozvukem 359

U. E. Bruchholz
Nový elektronický hudební nástroj 360

R. Dürrschmidt
Zapojení k zmenšení zkreslení 363

Dr. Günther H.-J. Weißbach
Ladičkový bzučák –
jednoduchý kmitočtový normál
pro nízkofrekvenční techniku 364

Michael Roth
Rozšířený monostabilní klopný obvod
díl prvý 365

K. Sturm
Informace o elektronkách (23)
Superortikony 367

Laboratorní a výpočtové podklady
Stabilizace stejnosměrných napětí pomocí
Zenerových diod (3) 369

Novinky ze sovětské techniky 371

L. Lachmann
Jednoduchý tranzistorový
stabilizátor emisního proudu 372

Novinky u přenosných
přijímačů fy Graetz (NSR) 374

Hagen Jakubaschk
Střídač stejnosměrného napětí
na fotoelektrickém základě 376

Dieter Geißler
Miniaturní pájedlo se síťovým zdrojem 378

Z opravářské praxe 379

Výkonové tranzistory pro vysoce jakostní
koncové stupně 381

Referáty 382

Odborné knihy 383

Pojmy z oboru elektroniky
končící na „-istor" 3. str. obálky

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 354

Диплом-инж. Р. Ханнавальд
Стереодекодер St D 4,
ч. 1-я 355

Инж. Иоганнес Шлорке
Безреверберационная звукофикация
помещения при неблагоприятных
акустических условиях 359

У. Э. Брухольц
Новый электронный
музыкальный инструмент 360

Р. Дюршмидт
Схема для уменьшения искажений 363

Д-р Гюнтер Г.-И. Вейсбах
Камертонный генератор
в качестве простого эталона
частоты 364

Михаель Рот
Расширенная схема ждущего
мультивибратора, ч. 1-я 365

К. Штурм
Информация об электровакуумных и
газоразрядных приборах (23)
Суперортиконы 367

Лабораторные и расчетные материалы
Стабилизация постоянного напряжения
кремниевыми стабилитронами (3) 369

Новое в советской электронике 371

Л. Лахман
Простой транзисторный
стабилизатор тока эмиссии 372

Новое в
переносных приемниках фирмы Грец 374

Гаген Якубашк
Измерительный преобразователь
постоянного тока
на фотоэлектронной основе 376

Дитер Гейслер
Малогабаритный паяльник
с блоком питания 378

Из работы ремонтных мастерских 379

Транзисторы большой мощности
для высококачественных оконечных
каскадов 381

Рефераты 382

Новые книги 383

Термины по электронике,
имеющие окончание «-истор» 3. стр. о-й

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 354

Dipl.-Ing. R. Hannawald
The Stereo Decoder St D 4 (Part 1) 355

Ing. Johannes Schlorke
Installation of Sound Equipment Free from Reverberation in a Very Reverberatory Room 359

U. E. Bruchholz
A New Electronic Musical Instrument 360

R. Dürrschmidt
Circuit for the Reduction of Distortions 363

Dr. Günther H.-J. Weißbach
The Tuning-Fork Oscillator – a Simple Frequency Standard for the L.F. Practician 364

Michael Roth
Enlarged Monostable Sweep Circuit (Part 1) 365

K. Sturm
Tube Informations 23 Superorthicon Tubes 367

Laboratory and Calculation Data D.C. Voltage Stabilization Using Zener Diodes (Part 3) 369

News from Soviet Electronics 371

J. Lachmann
A Simple Transistorized Emission-Current Stabilizer 372

Graetz Portable Novelties 374

Hagen Jakubaschk
D-C Voltage Instrument Transformer Based on Photo-Electronics 376

Dieter Geißler
Miniature Soldering Iron with Power Supply 378

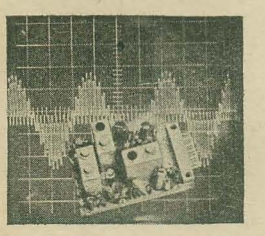
Repair Practice 379

Power Transistors for High-Power-, Distortion-Free Output Stages 381

Abstracts 382

Technical Books 383

Electronic Terms Ending in "-istor" 3rd Cover Page



Titelbild:

Neuentwickelter Stereodecoder vom ZRF Dresden
(s. a. Seite 355)

Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

. . . übrigens finde ich die Art der Schaltungsbeschreibung von Ing. Streng im Artikel „Dekoderschaltungen für die HF-Stereofonie" im Heft 1, in dem er unsere Ersatzbauelemente angibt, sehr gut. Oft schreckt man vor dem Nachbau von an sich interessanten Schaltungen zurück, weil man sich voreingenommen sagt: „Westbauelemente" – Vergleichbares gibts ja sicher doch nicht. Man sollte diese zweckmäßige Gepflogenheit zum Nutzen bestimmt vieler Amateure für „nachbauwürdige" Schaltungen ruhig beibehalten.
Überhaupt ist Ihnen Heft 1 als Start für 1965 inhaltlich besonders gut gelungen . . .

W. z. L., Dresden

Zu dem Beitrag von Herrn Streng im gleichen Heft teilt uns der Autor noch mit, daß der Dekoder auf S. 5 inzwischen mit unseren Bauelementen nachgebaut wurde. Messungen mit Laboratoriumsinstrumenten und -meßgeräten bestätigten die Angaben des Herstellers (für die Schaltung „mit Westbauelementen"), und der Dekoder arbeitet einwandfrei.
Allerdings müssen wir Ihnen wiederholen, was wir schon anderen Lesern sagten: Im Raum Dresden bestehen z. Z. wenig Aussichten, HF-Stereofonie zu empfangen. Vergessen Sie nicht, daß das Signal/Rauschverhältnis bei Stereomodulation um etwa 20 dB ungünstiger ist als bei Monomodulation.

*

Am 24. 11. 64 wandte ich mich mit Einschreiben an das Fernsehgerätewerk Staßfurt mit der Bitte um Übersendung der Werkstatt-Reparatur- und Abgleichunterlagen für das Gerät „Sybille II" JTG 53/V. Ich bat darum, die entstehenden Kosten per Nachnahme zu erheben. Nachdem ich mehr als 4 Wochen gewartet hatte, ohne eine Antwort zu erhalten, habe ich am 29. 12. meine Bitte per Einschreiben wiederholt. „Staßfurt" blieb wieder stumm, so daß ich am 20. 1. 65 in dieser leidigen Sache zum dritten Male, wiederum per Einschreiben, mein Anliegen vorbrachte. Aber „Staßfurt" blieb stur. Ich muß schon sagen, ein Verhalten, wie ich es bisher bei keinem der volkseigenen Betriebe feststellen mußte!

E. S., Berlin 2

Über das etwas merkwürdige Geschäftsgebahren des VEB Fernsehgerätewerk Staßfurt – zumindest, was seine Briefbeantwortung betrifft – sind uns in der Vergangenheit bereits mehrere Informationen zugegangen, so daß wir Ihre Schilderung ohne weiteres glauben.
Es ist zwar richtig – wenigstens wir stehen auf diesem Standpunkt – daß Reparaturunterlagen zu Fernsehgeräten für die Werkstätten bestimmt sind und nicht für Privatleute. Trotzdem hätte Ihnen das Werk auf Ihre Schreiben antworten müssen. Das ist eine Geste der Höflichkeit, die sich in zivilisierten Ländern allgemein eingebürgert hat. Das scheint man im VEB Fernsehgerätewerk Staßfurt vergessen zu haben, und um ihn an diese Binsenweisheit zu erinnern, gestatten wir uns, Ihren Brief auf der Leserbriefseite zu veröffentlichen. Vielleicht hilft es.

*

Betr. Heft 5/65-„Tobytest 220"
Bei der Betrachtung der Schaltung im Bild 1 und Bild 5 des genannten Beitrages fiel mir die unterschiedliche Polung der Batterie auf! Meiner Ansicht nach ist im Bild 5 die Batterie falsch gepolt, der Kollektor liegt hier an Plus. Ist das tatsächlich richtig? Oder liegt hier ein Druckfehler vor?

G. H., Groß-Breitenbach

Sie haben völlig recht. Der Minuspol der Batterie muß am Kollektor des OC 883 liegen, denn dieser ist, wie ja auch aus dem Zeichnungssymbol ersichtlich, ein pnp-Transistor. Entschuldigen Sie bitte den Zeichnungsfehler, und vielen Dank, daß Sie uns darauf aufmerksam machten.

*

Im Heft 5 veröffentlichten Sie unter „Nachrichten und Kurzberichte", daß ein TV-Kanalwähler entwickelt wurde, bei dem die Abstimmung (Kanalwahl) mit Hilfe von Kapazitätsdioden vorgenommen wird. Ließe sich nach diesem Prinzip nicht auch die Abstimmung in einem UKW-Empfänger realisieren? Dies wäre doch im Hinblick auf eine Fernbedienung bestimmt interessant, da dann lediglich Gleichspannung (für die Kapazitätsdioden) über die Steuerleitungen geschickt würde.

R. L., Magdeburg

Sie haben völlig recht, und der Gedanke liegt auch nahe. In der Tat wurde inzwischen von Telefunken ein derartiger Empfänger realisiert. Andere Gerätefirmen werden in absehbarer Zeit folgen. Wir beabsichtigen, Einzelheiten darüber in einem der nächsten Hefte zu veröffentlichen.

*

Sie berichten in letzter Zeit sehr wenig über Fragen des Farbfernsehens, obwohl dieses doch mehr oder weniger vor der Tür steht. Können Sie etwas darüber sagen, wann es in der DDR mit dem Farbfernsehen so weit ist, und welches der drei bekannten Systeme voraussichtlich genommen wird?

G. H., Kühlungsborn

Da bis zum heutigen Tage noch keine endgültige Klarheit darüber herrscht, welches Farbfernsehsystem in Europa eingeführt werden wird (auch Wien hat bekanntlich keine gebracht), wäre jede Antwort auf letztere Frage eine reine Spekulation. Sie werden verstehen, daß wir hiervon Abstand nehmen.
Sicherlich wird auch in der DDR das Farbfernsehen eingeführt werden. Den genauen Termin wissen wir nicht, doch aller Voraussicht nach ist nicht vor 1970 damit zu rechnen. Über Fragen des Farbfernsehens werden wir verstärkt Veröffentlichungen bringen, sobald feststeht, welches System bei uns eingeführt werden soll. Wir halten dies für richtig; eine eingehende technische Erläuterung jener Verfahren, die für uns n i c h t in Frage kommen, scheint uns im Interesse unserer Leser nicht zweckmäßig.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

- 5-kW-Fernsehsender für Bereich III
- In Hannover gesehen
- Stereo-Großsuper 6401 „Antonio"
- Heimbandgerät „Qualiton M 8"

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **In Anwesenheit des französischen Informationsministers** unterzeichneten der saudi-arabische Informationsminister und die Leiter der „französischen wirtschaftlichen Entwicklungsgesellschaft (‚SOFRADEC')" und der Firma Thomson-Houston am 5. Mai in Paris einen Vertrag über die Errichtung von zwei Rundfunksendern von je 600 kW Leistung bei Ryad. Diese Arbeiten schließen ein Wasserpumpwerk und ein Kraftwerk ein.

▼ **Ein neuer Fernsehkanalumsetzer** wurde Anfang Mai in Wolkenstein (Bezirk Karl-Marx-Stadt) in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 12; Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ Bei Siemens wurden sogenannte **Edelmetallschichtwiderstände** neu entwickelt. Diese EMD-Widerstände bestehen aus Hartglasröhrchen mit einer auf der Rohrinnenseite eingebrannten Gold-Platinschicht. Die Betriebstemperatur kann bei Dauerbetrieb im Bereich von −70 bis +165 °C (kurzzeitig bis + 200 °C) liegen.

▼ Führende **japanische Hersteller von Fernsehgeräten** wollen ihre Exportanstrengungen in den nächsten Monaten verstärken. Der Grund dafür ist die anhaltende Absatzflaute im Inland. Nach den letzten Feststellungen besitzen 80,3% aller japanischen Haushalte ein Fernsehgerät. Matsushita, Electric, Hitachi, Toshiba und Sanyo sind übereingekommen, die Fertigung um 20 bis 40% herabzusetzen.

▼ **1657 elektronische Rechenanlagen** waren Anfang 1965 in Westdeutschland installiert, 991 bestellt.

▼ **Das japanische Industrieministerium** hat beschlossen, besondere Maßnahmen zur Entwicklung der elektronischen Komputerindustrie des Landes zu treffen. Als Auftakt für diese Pläne ist diese Branche zur strategischen Industrie im Rahmen der Schwerindustrie erklärt worden. Zunächst soll der Import elektronischer Komputer bis 1967 begrenzt werden, um die Entwicklung der eigenen Industrie zu fördern. Das Verleihsystem soll ausgebaut werden, ab 1968 sollen nur noch japanische Komputer dafür zur Verfügung stehen. Um den Export zu fördern, sollen kleinere Komputer entwickelt werden. Die sechs Herstellerfirmen – Hitachi, Toshiba, Fuji Communication, Oki Electric, Japan Electric und Mitsubishi Electric – sollen dazu angehalten werden, ihre Produktionsprogramme aufeinander abzustimmen. Den Unternehmen sollen außerdem zinsverbilligte öffentliche Mittel zur Verfügung gestellt werden.

▼ **Eine neue Diode für UKW-Hörrundfunkempfänger** stellten die Texas Instruments, Inc., vor. Die Diode mit der Typenbezeichnung A 660 besitzt eine Güte von 230 bei 50 MHz und wird mit einer sehr kleinen Streubreite geliefert. Ältere Dioden haben nur eine durchschnittliche Güte von 20. Von besonderem Vorteil sind die geringen Exemplarstreuungen, deshalb wird der Einsatz dieser Bauelemente in UKW-Tunern zur Abstimmung erwogen.

Plasmalaser für Photonenraketen

Läßt sich ein Plasmalaser als Antrieb für Photonenraketen verwenden? Diese Möglichkeit untersuchten sowjetische Wissenschaftler. Die Entwicklung von Photonenraketen, aus deren Düse ein Lichtstrom ausgestoßen wird, bereitete bisher Schwierigkeiten, von denen viele bisher als unüberwindbar galten.
Die bisher einzige Idee für die Schaffung eines Photonentriebwerkes beruhte auf der Ausnutzung der vollständigen Zerstrahlung von Materie, wie sie bei der Reaktion von Materie mit Antimaterie auftritt. Ein solcher Prozeß dürfte jedoch praktisch nicht zu realisieren sein, da er schwer zu steuern ist und voraussichtlich explosionsartig verläuft. Ein weiteres Problem beim Bau eines Photonentriebwerkes ist die Orientierung der Photonen in eine bestimmte Richtung. Bei der Reaktion von Materie mit Antimaterie entstehen Photonen von solch hohen Energien, daß sie beliebiges Material durchdringen und es unmöglich ist, mit Hilfe eines Spiegels diese Photonen zu reflektieren, um den nötigen Schub zu erhalten.
Die sowjetischen Wissenschaftler leiten nun einen Strom von Photonen mit Hilfe eines Quantengenerators und eines Hochleistungsverstärkers in eine Richtung. Für ein solches Photonentriebwerk schlagen sie die Verwendung eines Plasmalasers vor. Das Arbeitsprinzip dieses Lasers beruht auf der Verwendung eines speziellen Niedrigtemperaturplasmas. Nach Meinung der Physiker läßt sich mit Hilfe eines solchen Gerätes ein Lichtstrom hoher Intensität erzeugen, der der Rakete Schubkraft verleiht.
Die Verwendung der Kombination Plasmagenerator/Verstärker würde die eingangs erwähnten Schwierigkeiten beseitigen. Allerdings gibt es noch eine weitere Schwierigkeit: die Entwicklung einer leichten Energiequelle mit einer Kapazität von Millionen Kilowatt.

Neue Bauelemente aus der ČSSR

Glaskeramische Potentiometer

Bei einem glaskeramischen Potentiometer ist die voluminöse Widerstandsbahn in Form eines Kreissegments (Dicke einige zehntel Millimeter) fest mit der keramischen Grundplatte verbunden. Die Widerstandsbahn setzt sich aus Glas, Keramik und Ruß zusammen. Das Sintern der Widerstandsbahn mit der keramischen Grundplatte verläuft in inerter Atmosphäre bei hohen Temperaturen und Drucken, wodurch die gewünschte elektrische und mechanische Stabilität erreicht wird. Die Oberfläche der Widerstandsbahn muß sorgfältig geschliffen und poliert werden.
Der kegelförmige Schleifkontakt ist wegen guter Gleiteigenschaften und eines minimalen Abriebs des Kontaktes sowie der Widerstandsbahn aus mit Ruß und Graphit gefülltem Teflex (Polytrifluorchloräthylen) gefertigt.
Die glaskeramischen Potentiometer des Betriebes Tesla Lanškroun haben folgende technische Daten:

Widerstandsnennwerte:
100 Ω···100 kΩ (in der Reihe E 12 gemäß ČSN 35 8011)
Widerstandsverlauf: linear
Belastungsnennwert: 0,5 W
max.
Betriebsspannung: 250 V
Betriebstemperaturen: −60···+80 °C
Temperaturkoeffizient: 0,2%/°C
Rauschen: 15 μV/V
Übergangswiderstand: 1% des Widerstandsnennwertes + 9 Ω
(höchstens 500 Ω)
Drehmoment:
0,4···4 pm (40···400 gcm)
Drehwinkel: 260°
Widerstandsänderung: nach einer Prüfung auf Beständigkeit gegen schnellen Temperaturwechsel (drei Zyklen −60···+100 °C): 4%, Widerstandsänderung nach einer 100stündigen Spannungsprüfung: 6%; nach einer 4tägigen Prüfung auf Beständigkeit gegen feuchte Wärme: 8%; nach einem 1000fachen Bewegen des Schleifkontaktes: 4%.
Abmessungen:
Durchmesser: 16 mm
Höhe: 11,2 mm
Durchmesser der Drehachse: 3 mm
Länge der Drehachse: 20 mm
Die aus inländischen Rohstoffen produzierten Potentiometer besitzen insgesamt bessere Parameter als garantiert wird.

Fotowiderstände

Der Betrieb Tesla Lanškroun fertigt Flächenfotowiderstände aus Kadmiumsulfid. Das Elektrodensystem ist auf einer isolierenden Unterlage aufgedampft und in einem Polystyrengehäuse mittels Polyesterharz eingegossen.
Die einzelnen Typen der Fotowiderstände WK 650 35 weisen einen Widerstand im beleuchteten Zustand von 100 Ω···1,5 kΩ und einen Widerstand im dunklen von 10^4···10^6 Ω auf. Die Nennwerte der Belastung betragen 200 und 300 mW (entsprechende max. zulässige Spannungen 50 und 110 V). Der max. zulässige Strom beträgt 15 mA, die max. spektrale Empfindlichkeit wird zwischen 550 und 650 nm erreicht (Gesamtbereich 400···700 nm). Die Fotowiderstände WK 650 35 weisen gute klimatische und mechanische Eigenschaften auf. Ihre Abmessungen betragen 14,5×13,5×4,7 mm und der Anschluß erfolgt mittels zweier Lötfahnen à 10 mm.

„Das teuerste Spielzeug"

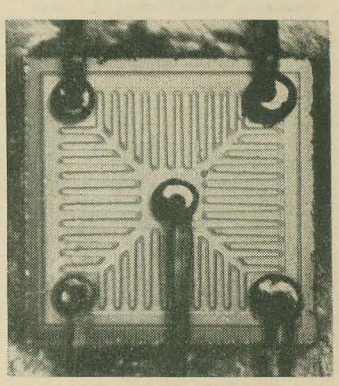
Die westdeutsche Fachzeitschrift „Funkschau" veröffentlichte in ihrem Heft 10 (1965), S. 792 eine Betrachtung über ungenügend vorbereitete Anwendungen von Rechenanlagen, die uns bemerkenswert erscheint. Sie schreibt:
„In diesem Zusammenhang sei auf die häufig anzutreffenden mangelhaften Vorbereitungen bei Anwendung eines Computers im Betrieb oder in der Verwaltung verwiesen. Wie kürzlich Dr. Helmut Neubert in einem Referat erklärte, kann ein falscher und mangelhafter Systemaufbau tatsächlich dazu führen, daß die Rechenanlage „das teuerste Spielzeug" ist, das sich die Wirtschaft heute leistet. Hier wird offenbar sehr gesündigt, wie man auch aus Großbritannien und den USA erfährt. Die Umstellung auf elektronische Datenverarbeitung ist ein tiefgreifender Prozeß, er bringt weitgehende organisatorische Änderungen mit sich, die sorgfältig und langfristig geplant werden müssen. Nicht umsonst ist der Beruf des Systemingenieurs bei den großen Computerfirmen so angesehen und gut bezahlt! „Wer die Bedeutung der Vorarbeiten für die Einführung der elektronischen Datenverarbeitung verkennt", sagte Dr. Neubert, „mag Vorbereitungskosten sparen, er nimmt aber unter Umständen jahrelange verdeckte Verluste in Kauf."

Lichtpunkte auf dem Zifferblatt

An der Entwicklung einer vollelektronischen Uhr auch für das Handgelenk arbeitet gegenwärtig das Neuchateler Labor des gemeinsamen Forschungszentrums der Schweizer Uhrenindustrie. Diese „Uhr der Zukunft" soll ohne jede beweglichen Teile arbeiten und das vertraute Ticken herkömmlicher Chronometer vermissen lassen. Der die Zeitimpulse gebende Oszillator, bisher durch die Unruhe mit ihrer Spiralfeder realisiert, wird bei der neuen Uhr durch einen elektronischen Schwingungserzeuger dargestellt. Die Ganggenauigkeit von ±5 Sekunden je 24 Stunden, die heute von hochwertigen Armbanduhren mit Unruhe erreicht wird, soll durch die Elektronik auf eine zehntel Sekunde je Tag gesteigert werden. Auch das der Kraftübertragung dienende „klassische" Räderwerk wird durch eine gedruckte elektronische Schaltung ersetzt, die etwa 30 Miniaturhalbleiterbauelemente enthalten soll. Die Zeitanzeige erfolgt nicht mehr durch die bekannten Zeiger, sondern durch Lichtsignale, durch rund um das Zifferblatt wandernde Leuchtpunkte.
Eines der Hauptprobleme bei der Konstruktion bildet die Stromversorgung. Die zur Zeit verfügbaren Kleinstbatterien – nicht größer als eine Kopfschmerztablette – besitzen für diesen Zweck eine zu geringe Lebensdauer. Die Schweizer Konstrukteure jedoch sind zuversichtlich und hoffen, Batterien mit einjähriger Betriebsdauer zu entwickeln. Es wird sogar an den Einbau von Fotoelementen gedacht, die in Verbindung mit Mikroakkumulatoren bei nur 22 Sekunden Sonneneinstrahlung je Tag den 24stündigen Betrieb Gewähr leisten könnten.

Kosmovision weiterentwickelt

Nahezu die Qualität der üblichen Fernsehbilder werden die künftigen sowjetischen Fernsehübertragungen aus dem Kosmos besitzen. Bisher strahlte Kosmovision die Bilder aus dem Weltraum mit 100 Zeilen je Bild und 10 Bildern je Sekunde aus. Wie TASS jetzt berichtet, werden in Zukunft, entsprechend der beispielsweise auch für die DDR verbindlichen Norm, 25 Bilder je Sekunde aus dem All gesendet werden. Außerdem wird die Zeilenzahl auf 400 erhöht, was z. B. bereits nahezu der bisher in England üblichen Zeilennorm von 405 Zeilen je Bild entspricht.
Zur Verwirklichung dieses Unternehmens ist von sowjetischen Fachleuten eine besonders lichtempfindliche Fernsehkamera entwickelt worden, die bei ihren Aufnahmen keine zusätzliche Beleuchtung benötigt. Die Kamera ist konstruktiv so gestaltet, daß sie den Belastungen beim Eintritt des Raumschiffes in die Flugbahn und den besonderen Bedingungen des kosmischen Raumes sicher standhält.



Der Intermetall-Silizium-HF-Leistungstransistor BLY 16. Er liefert 2 W Ausgangsleistung bei 200 MHz. Die Originalgröße des im Bild sichtbaren Transistorelementes beträgt 0,9 × 0,9 mm (Werkfoto Intermetall).

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 2. JUNIHEFT 12 1965

Der Stereodecoder St D 4

Teil 1

Dipl.-Ing. R. HANNAWALD

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik (ZRF), Dresden

Im nachfolgenden Beitrag wird, ausgehend von den grundlegenden Schaltungsprinzipien zur Entschlüsselung des Stereosignals, ein für das modifizierte FCC-Verfahren bestimmter Decoder behandelt, der als transistorisierte Baugruppe für den Einbau in röhrenbestückte Hörrundfunkempfänger der Mittel- und Großsuperklasse bestimmt ist.

Die senderseitige Anwendung des FCC- oder Pilottonverfahrens erfordert empfangsseitig eine Rückgewinnung des im Stereosignal (Multiplexsignal) unterdrückten Hilfsträgers aus dem Pilotton, die Demodulation des Untersignals (23 kHz bis 53 kHz) mit dem genannten Hilfsträger sowie die Bereitstellung der Links- und Rechtsinformation aus den Signalen des Haupt- und Unterkanals. Die grundsätzliche Schaltungstechnik der für die Entschlüsselung von Stereosignalen benutzten Einrichtungen ist an die Norm des FCC-Verfahrens gebunden. Trotzdem wurde in der Literatur bereits eine Vielzahl von Decoderschaltungen veröffentlicht, die sich in schaltungstechnischen Einzelheiten mehr oder weniger voneinander unterscheiden.

Verfahren der Trägerrückgewinnung

Bei der Aufbereitung des Hilfsträgers (38 kHz) aus dem im Stereosignal mit 8 bis 10% der Gesamtamplitude enthaltenen Pilotton ist zu beachten, daß der Hilfsträger frequenz- und phasenstarr mit dem Pilotton (19 kHz) verbunden sein muß. Außerdem sind Anteile des Haupt- und Unterkanals sowie Rauschanteile bei der Hilfsträgerrückgewinnung zu unterdrücken. Grundsätzlich ist es möglich, den Hilfsträger aus der ersten Oberwelle eines 19-kHz-Oszillators zu gewinnen, der durch den vom Stereosignal ausgefilterten und verstärkten 19-kHz-Pilotton synchronisiert wird.

Zweckmäßigerweise ist der Oszillator so zu betreiben, daß in seiner Ausgangsspannung die zweite Harmonische (38 kHz) einen großen Anteil hat, der in einem 38-kHz-Kreis ausgesiebt wird. Der technische Aufwand bei diesem Verfahren ist gering, da zur Synchronisation bereits kleine Pilottonspannungen genügen. Damit können noch relativ schwache Stereosignale bei konstanter Trägeramplitude einwandfrei demoduliert werden. Der Oszillator muß im gesamten Amplitudenbereich empfangswürdiger Stereosignale gut synchronisierbar sein, wobei sich die Phasenbeziehungen zwischen Pilotton und Hilfsträger in Abhängigkeit von der Pilottonamplitude nicht ändern dürfen. Die geforderte Phasenkonstanz für den Hilfsträger ist schwer realisierbar. Die Verwirklichung einer automatischen Mono-Stereo-Umschaltung und -Anzeige ist beim Oszillatorprinzip nur mit wesentlich erhöhtem Aufwand möglich, da der Hilfsträger unabhängig von der Anwesenheit des Pilottons zur Verfügung steht.

Eine andere Möglichkeit zur Hilfsträgerregenerierung bietet sich in einer direkten Verstärkung und Frequenzverdopplung des Pilottons. Dabei ist der Hilfsträger zwangsläufig synchron zum Pilotton, eine Filterverstimmung verursacht eine Amplituden- und Phasenänderung; Verstimmungen durch Temperatur- und Alterungseinflüsse wirken sich weniger aus. Die Frequenzverdopplung kann mittels nichtlinearer Schaltelemente (Dioden, Transistoren und Röhren im nichtlinearen Kennlinienteil) durchgeführt werden. Ohne wesentlichen Mehraufwand lassen sich Mono-Stereo-Umschaltungen verwirklichen, da der Hilfsträger bei Monosendungen durch Fehlen des Pilottons nicht gebildet wird.

Für die Erzeugung des Hilfsträgers muß nachteiligerweise bei dem Verstärkerverfahren ein erhöhter Aufwand betrieben werden, wie auch die Amplitudenabhängigkeit des Hilfsträgers vom Pilottonsignal ungünstig sein kann.

Decodierung

Aus dem Stereosignal können die Stereo-NF-Signale mit Hilfe des Stereohilfsträgers nach zwei prinzipiellen Möglichkeiten zurückgewonnen werden:

1. Matrixverfahren

Beim Matrixverfahren werden Haupt- und Unterkanal durch Filter getrennt (Bild 1). Nach Zusetzen des regenerierten Hilfsträgers zum Unterkanal (S_T) wird nach der AM-Demodulation das niederfrequente Differenzsignal S gewonnen, welches mit dem Summensignal M in einer Matrix die rechte (R) und linke (L) Stereoinformation liefert. Dem Vorteil einer beliebigen Trennung von Haupt- und Unterkanal und der damit verbundenen störstellenfreien Demodulation steht der erhöhte Aufwand an Filtern gegenüber, wobei diese zur Erzielung einer großen Übersprechdämpfung so ausgelegt sein müssen, daß gleicher Amplituden- und Phasenverlauf für die Modulationsfrequenzen in beiden Kanälen besteht.

2. Abtastverfahren

Beim Abtastverfahren (Bild 2) wird das Signal des Stereohauptkanals (M) und das Signal des Stereounterkanals (S_T) gemeinsam einem elektronischen Schalter zugeführt, der das komplette Multiplexsignal im Takt der Hilfsträgerfrequenz von 38 kHz abwechselnd an den rechten und linken Kanal legt. Dabei entsteht durch Überlagerung mit der Schaltfunktion das rechte bzw. linke NF-Signal.

Lösungsweg

Bei der Realisierung der Schaltungstechnik werden an einen Stereodecoder für einwandfreie Funktion strenge Forderungen an Übersprechdämpfung, Verzerrungsfreiheit, Frequenzgang, Temperaturgang und Restspannungsunterdrückung gestellt. Außerdem erwartet man dem Stand der Technik gemäß eine automatische Mono-Stereo-Umschaltung sowie die Bereitstellung einer Anzeigespannung für die jeweiligen Betriebsarten. Aus Gründen des Einbauvolumens und der Stromaufnahme werden transistorisierte Decoder verlangt. Bei Verwirklichung aller Forderungen wurde im Stereodecoder St D 4 auf ein ökonomisch zweck-

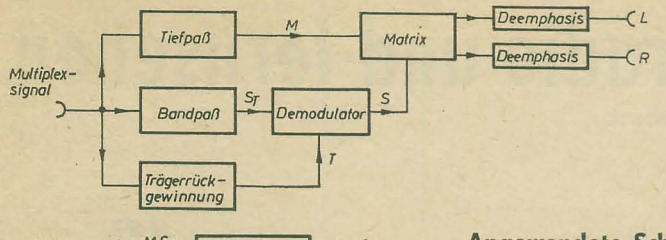


Bild 1: Decoder mit Trennung der Kanäle (Matrixprinzip)

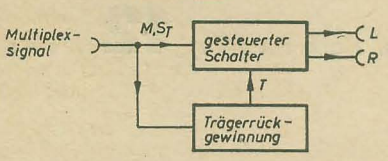


Bild 2: Decoder nach dem Schalterprinzip (Abtastverfahren)

mäßiges System Wert gelegt, das durch folgende Merkmale bestimmt wird:

a) Verwendung einer Trägerrückgewinnung nach dem Verstärkerprinzip mit anschließendem Frequenzverdoppler zur Verringerung des Aufwandes für automatische Umschaltung und Anzeige;

b) Anwendung einer Schwellwertautomatik zur Vermeidung der nachteiligen Abhängigkeit der Hilfsträgeramplitude von der Größe der Eingangsspannung in Verbindung mit der Mono-Stereo-Umschaltung;

c) Verwendung eines symmetrischen Demodulators nach dem Schalterprinzip zur Unterdrückung des durch den Hilfsträgerkanal eindringenden Rauschens und des Hilfsträgers selbst, um Interferenzen und Übersteuerungen in nachfolgenden Stufen zu vermeiden;

d) Anwendung der Spitzengleichrichtung im Demodulator (kleiner Stromflußwinkel) zur Einsparung zusätzlicher Kompensationsmittel, die bei Schaltungen mit großem Stromflußwinkel notwendig werden;

e) Einsatz greifbarer Transistortypen;

f) Verwendung standardisierter Filterbauteile zur Ausschaltung des Engpasses an kommerziellen Ferrit-Schalenkernen und zur wesentlichen Kosteneinsparung.

Angewendete Schaltungstechnik

Betriebsspannungsversorgung

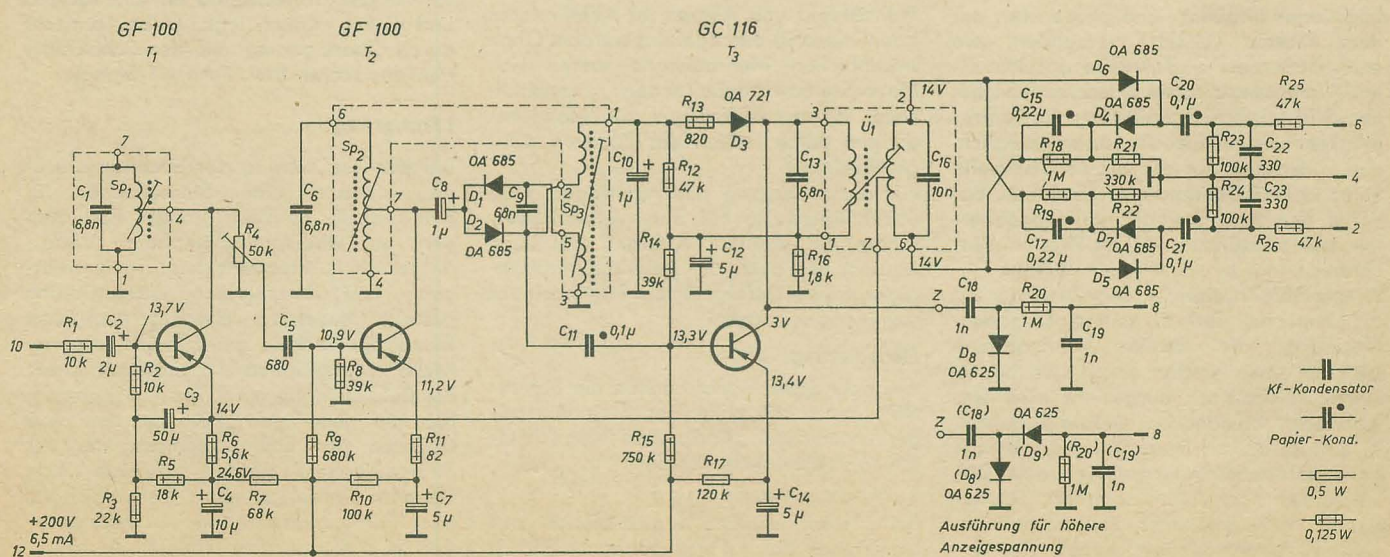
Entsprechend dem Verwendungszweck des Decoders in röhrenbestückten Rundfunkempfängern ist die Stromversorgung auszulegen. Ein getrennter Netzteil für den Decoder scheidet aus ökonomischen Gründen aus. Die Schaltungsauslegung muß daher so erfolgen, daß der zusätzliche Speisestrom dem Netzteil des Empfangsgerätes entnommen werden kann. Bei 200 V Anodenspannung beträgt beim St D 4 die Stromaufnahme 6,5 mA. Jede Transistorstufe wird über einen hochohmigen Basisspannungsteiler und einen hochohmigen Emittervorschaltwiderstand zur Herabsetzung der Betriebsspannung versorgt. Diese Art der Spannungsversorgung gestattet eine weitgehende Stabilisierung der Betriebswerte der Transistoren. Außerdem ergeben sich Vorteile bei der Auskopplung der Wechselspannungen durch möglichen Einsatz kleinerer Auskoppelkondensatoren, die vertretbare Bauelementeabmessungen zulassen. Durch hochohmige Basisspannungsteiler ist die Bedämpfung vorgeschalteter Schwingkreise gering. Bild 3 zeigt die Gesamtschaltung des Stereodecoders St D 4.

Trägerrückgewinnung

Die Abtrennung des Pilottonsignals vom Multiplexsignal erfolgt durch den im Kollektorzweig des ersten Transistors liegenden Resonanzkreis Sp_1/C_1. Seine Leerlaufgüte beträgt bei der Resonanzfrequenz von 19 kHz $Q = 47$. Damit ergibt sich ein Resonanzwiderstand des im Leerlauf betriebenen Kreises von $R_0 = 58\ k\Omega$. Im Betriebsfall transformiert sich über das Übersetzungsverhältnis des Resonanzübertragers, dem Leerlauf-Resonanzwiderstand parallel der Widerstand R_4, der Eingangswiderstand der nächstfolgenden Transistorstufe mit C_5 und der Ausgangswiderstand des Transistors T_1, der jedoch infolge der starken Gegenkopplung der ersten Stufe nicht berücksichtigt wird. Die Betriebsgüte beträgt unter Berücksichtigung der genannten Belastungsverhältnisse $Q = 36$. Damit erhält man einen für die Verstärkung wirksamen Resonanzwiderstand von $R_0 = 44\ k\Omega$. Die Verstärkung für das Pilottonsignal von der Basis des Transistors T_1 bis zur Anzapfung der Spule Sp_1 (Kollektor des Transistors) beträgt $v = 0{,}8$fach. Der ersten Stufe schließt sich ein Phasendrehglied für das Pilottonsignal von etwa 45° an, bestehend aus C_5 und der Parallelschaltung von R_8, R_9 sowie dem dynamischen Eingangswiderstand der Basis-Emitterstrecke des Transistors T_2, um die im FCC-Verfahren festgelegten Phasenbeziehungen zwischen Hilfsträger und Pilotton im Ausgang der dritten Verstärkerstufe einzuhalten. Danach muß jeder zweite Nulldurchgang des Hilfsträgers mit einem Pilotton-Nulldurchgang so zusammenfallen, daß die Zeitachse in diesen gemeinsamen Nulldurchgängen von der Hilfsträgerspannung in positiver Richtung geschnitten wird. Der Phasenfeinabgleich erfolgt zur Erzielung einer optimalen Übersprechdämpfung an Sp_1. Infolge der geringen Gegenkopplung der zweiten Stufe wird der Ausgangswiderstand von T_2 für die Belastung des Schwingkreises mit wirksam. Die Betriebsgüte beträgt unterhalb des zur Umschaltung notwendigen Schwellwertes $Q = 41$. Die 19-kHz-Selektion ist damit so groß, daß die Überschreitung des Umschaltschwellwertes durch Störspannungen weitgehend vermieden wird. Die durch Verringerung des Eingangswiderstandes des Verdopplers sich ergebende Betriebsgüte des Kreises Sp_2/C_6 nach der Umschaltung (Stereobetrieb) beträgt $Q = 33$. Die Verstärkung der zweiten Transistorstufe ist dann von der Basis zum Kollektor gemessen 9fach.

Aus der 19-kHz-Schwingung wird im Verdoppler die Hilfsträgerfrequenz von

Bild 3: Gesamtschaltbild des Stereodecoders St D 4



38 kHz erzeugt. Allgemein werden dazu Bauelemente mit nichtlinearen Kennlinien verwendet. Gewünscht wird eine gute Unterdrückung der Eingangsfrequenz und ihrer höheren Harmonischen bei großem Anteil der zweiten Harmonischen. Diese Forderungen erfüllt die Schaltung nach Bild 4.

Die Spannung des Generators G wird über den Kondensator C_8 der Verbindungsstelle der gleichspannungsmäßig in Reihe geschalteten Dioden D_1 und D_2 zugeführt.

Die beiden Dioden sind wechselspannungsmäßig antiparallel geschaltet. Der Gleichstromweg ist über die beiden Wicklungsteile des Resonanztransformators und den Widerstand R geschlossen. Der Resonanztransformator ist mit C_9 auf die zweite Harmonische der Generatorfrequenz abgestimmt. C_{10} überbrückt für die Betriebsfrequenz den Widerstand R. Durch Gleichrichtung entsteht an diesem eine Richtspannung, die die beiden Dioden in Sperrichtung vorspannt. Die Addition der beiden Halbwellen erfolgt magnetisch im Resonanzübertrager. Bei Annahme idealer Schaltelemente sind die Gleichspannung am Widerstand R und die in der Frequenz verdoppelte Spannung u_a proportional der Generatorspannung u_e. Das Zeitkonstantenglied, bestehend aus R und C_{10}, kann in Abwandlung der angeführten Schaltung durch eine äußere Gleichspannungsquelle B_a ersetzt werden, die so gepolt ist, daß die Dioden in Sperrrichtung vorgespannt werden (Bild 5). Die Ausgangsspannung ist dann nicht mehr der Eingangsspannung proportional, sondern zeigt im Bereich kleiner Eingangsspannungen keine Verdopplung. Bei höheren Eingangsspannungen ist infolge der konstanten Gegenspannung eine Entlastung des Speisekreises und damit eine Verbesserung des Wirkungsgrades vorhanden. Die feste Vorspannung wird im St D 4 an R_{16} durch den Kollektor- und Basisspannungsteilerstrom des Transistors T_3 erzeugt und über R_{12} dem Verdoppler zugeführt (Bild 6). Diese positive Spannung U_V gegen Masse sperrt die Dioden D_1 und D_2, außerdem die Diode D_3.

Die Sperrspannung an D_3 wird durch R_{12} stark vermindert. Vernachlässigt man den Sperrstrom, dann ist $U_c \approx U_V$. In diesem Zustand ist der Eingangswiderstand des Verdopplers und die Verstärkung des Transistors T_3 groß. Sobald die Spitzen von u_{ev} das Sperrpotential an den Verdopplerdioden übersteigen, wird der Endtransistor T_3 angesteuert. Am im Kollektorzweig liegenden Arbeitswiderstand, verwirklicht als Resonanzkreis, entsteht eine Wechselspannung, die über die Diode D_3 und $R_{12/16}$ gleichgerichtet wird. Die entstehende Gleichspannung senkt das Potential an C_{10}, womit sich der Wirkungsgrad des Verdopplers schnell erhöht. Mit Zunahme der verdoppelten Spannung wird der Endtransistor wiederum höher angesteuert. Der Kippvorgang hört bei $U_c \approx 0$ auf, da dann über die Dioden D_1 und D_2, die nun in Durchlaßrichtung vorgespannt sind, die RC-Kombination R_{16}/C_{12} dem Widerstand R_{12} parallelgeschaltet wird. Eine Bedämpfung des Ausgangskreises im Kollektorzweig von T_3 erfolgt durch Veränderung der Größe des Richtwiderstandes für die Diode D_3 (Vergrößerung des Stromflußwinkels). Der Wirkungsgrad erhöht sich nicht weiter, wie Bild 7 erkennen läßt.

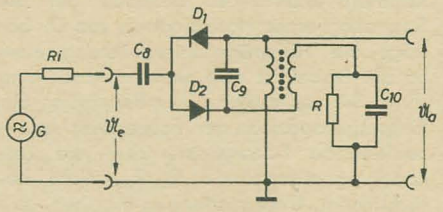


Bild 4: Frequenz-Verdopplerschaltung

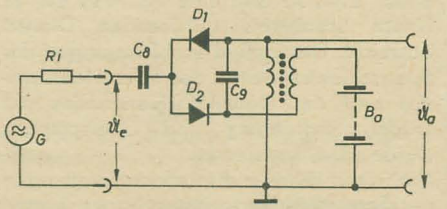


Bild 5: Frequenz-Verdopplerschaltung mit fester Vorspannung (Die Polarität von B_a ist umzupolen)

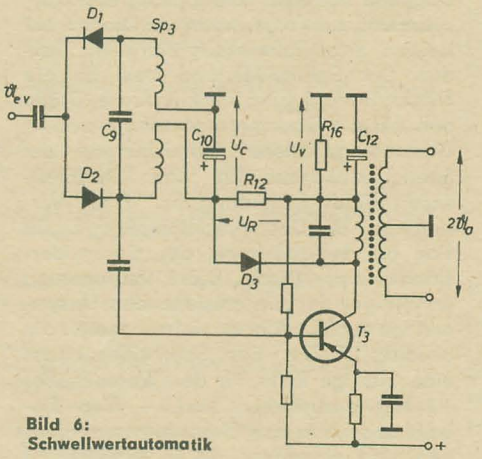


Bild 6: Schwellwertautomatik

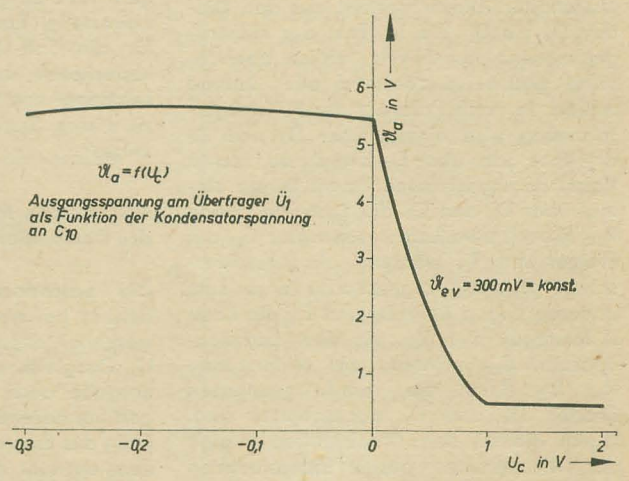


Bild 7: Verdopplerverhalten

Das Öffnen der Verdopplerdioden erfolgt nicht schlagartig bei $U_c = 0$, so daß eine Begrenzerwirkung eintritt, die die Ausgangsspannung konstant hält. Die Größe der konstantgehaltenen Ausgangsspannung wird durch $U_R \approx U_V$ vorgegeben. Bei Verminderung der Eingangsspannung steigt die Verstärkung der Stufe (T_3) wieder bis zum vorgegebenen Wert an. Erreicht die Eingangsspannung dabei einen Wert $U_R < U_V$, so wird der Verdoppler wieder durch U_V „zugeschoben". Die beschriebene Begrenzung setzt vor der Begrenzung durch den Transistor ein.

Dieses Verhalten ist verbunden mit dem Auftreten einer eingangsspannungsabhängigen Hysterese, die in Anbetracht möglicher empfangsbedingter Pegelschwankungen um den Schwellwertpunkt erwünscht ist.

Zur Ansteuerung des Verdopplers wird ein niederohmiger Generator benötigt. Andernfalls sinkt die Eingangsspannung, durch den Innenwiderstand bedingt, schneller als der Verdopplerwirkungsgrad ansteigt. Durch ungenügende Steilheit würde der Sprungvorgang nicht eingeleitet werden.

Der Ansprechpunkt für das Wirksamwerden der Schwellwertautomatik zur Umschaltung des Monobetriebs in den Stereobetrieb kann pegelabhängig mittels R_4 verändert werden. Die größte Schaltempfindlichkeit liegt bei etwa 80 mV Pilottonspannung am Decodereingang. Durch Verringerung von R_{11} ist eine weitere Erhöhung der Schaltempfindlichkeit möglich, jedoch technisch unter Beachtung der Rauschverhältnisse des Empfängers beim Einsatz in Röhrengeräte nicht sinnvoll. In der abschließend beschriebenen meßtechnischen Auswertung wird das Schaltverhalten der Schwellwertautomatik anhand eines Diagramms gezeigt.

Um eine gute 19-kHz-Unterdrückung zu gewährleisten, sind gleiche Durchlaßwiderstände für die Verdopplerdioden D_1 und D_2 bei kleinen Spannungen erforderlich. Im Hinblick auf die Begrenzung sollten die Durchlaßwiderstände klein sein, eine Paarung hat gleiche Durchlaßcharakteristiken zu berücksichtigen.

Für die Begrenzerdiode D_3 ist ebenfalls im Interesse einer guten Begrenzerwirkung ein kleiner Durchlaßwiderstand zu fordern.

Eingangsstufe

Der an den FM-Demodulator des Empfangsgerätes anzuschließende Decoder

darf für den Demodulator keine Belastung darstellen, um die AM-Störunterdrückung nicht zu verschlechtern. Deshalb muß der Decoder über einen hochohmigen Eingang verfügen, den man durch Betrieb eines Transistors in Kollektorschaltung verwirklicht.

Die Frequenzen des Haupt- und Unterkanals werden am Emitterwiderstand R_6 abgenommen. Bei einer derartigen Schaltung sind Ein- und Ausgangsspannung etwa gleich groß. Die Leistungsverstärkung entspricht der Stromverstärkung β. Der Eingangswiderstand ist näherungsweise aus dem Produkt von Stromverstärkung und Lastwiderstand zu berechnen. Damit der theoretisch erreichbare Eingangswiderstand durch den Basis-Spannungsteiler nicht vermindert wird, schaltet man zwischen Teilpunkt und Basis von T_1 einen Vorwiderstand. Der Teilpunkt wird über einen großen Kondensator C_3 an den Emitter des Transistors gelegt. In dieser Schaltung werden ohne weiteres Eingangswiderstände größer 100 kΩ erreicht. Bei vorliegendem Lastwiderstand von 3,6 kΩ, gebildet aus R_3, R_5, R_6 und einer Stromverstärkung von $\beta = 70$, ergibt sich ein Eingangswiderstand von 250 kΩ. Dieser ist im Bereich von 30 Hz bis 53 kHz weitgehend konstant, wenn man von der schaltungsbedingten Absenkung bei 19 kHz auf etwa 200 kΩ absieht. Für das Pilottonsignal wirkt die Eingangsstufe als stark gegengekoppelte Emitterschaltung. Zur Vermeidung von Phasendrehungen zwischen Basis und Emitter des ersten Transistors über den Bereich des Multiplexsignals verwendet man allgemein einen Transistor mit genügend hoher Grenzfrequenz im Eingang.

Demodulatorstufe

Das Multiplexsignal steht an der Decodereingangsstufe am Emitter von T_1 mit kleinem Innenwiderstand zur Verfügung und gelangt über die Mittenanzapfung des Übertragers $Ü_1$ zum elektronischen Umschalter. Dieser besteht aus den Dioden D_4 bis D_7, die im Takt der Hilfsträgerfrequenz von 38 kHz zeitlich abwechselnd paarweise sperrend oder leitend wirken. Je nach Polarität der Hilfsträgerspannung wird einmal über D_5 und D_7 der linke oder über D_6 und D_4 der rechte Kanal durchgeschaltet. Damit liegen einmal über D_5 und D_7 die Lastwiderstände R_{24}, R_{22} mit dem Ladekondensator C_{23} am Emitter von T_1, während die Lastwiderstände R_{23}, R_{21} abgeschaltet sind. Zum anderen liegen über D_6 und D_4 die Lastwiderstände R_{23}, R_{21} mit dem Ladekondensator C_{22}, während die Widerstände R_{24}, R_{22} durch die gerade gesperrten Dioden D_5 und D_7 abgeschaltet sind. Durch die an den Diodenseiten infolge des Richtstromes positiv aufgeladenen Kondensatoren der Zeitkonstantenglieder R_{18}/C_{15} bzw. R_{19}/C_{17} wird nur in den Spannungsspitzen auf die Ladekondensatoren C_{23}, C_{22} durchgeschaltet, an denen die getrennten Links- und Rechtssignale entstehen.

Das Übersprechen ist bei der hier benutzten Methode der verringerten Stromflußwinkel kleiner als bei Halbwellen-Durchschaltung, die umfangreiche Kompensationsmaßnahmen erfordert.

Bei guter Übereinstimmung der Charakteristiken der zu einem Schaltzustand gehörenden Dioden wird die Hilfsträgerspannung am Verbindungspunkt jeweils zweier Dioden und damit an den NF-Kanälen unterdrückt. Bezogen auf die Spannung einer Halbwicklung von $Ü_1$ beträgt die Hilfsträgerunterdrückung etwa 56 dB. Dabei ist eine weitere Absenkung durch die von außen unter Beachtung der Eingangskapazität der Folgestufen anzuschließende Deemphasis über die Entkopplungswiderstände R_{25}/R_{26} nicht berücksichtigt. Untersuchungen ergaben, daß die beiden Schaltkreise D_4, D_6 und D_5, D_7 des Demodulators unabhängig voneinander sind, so daß eine Paarung der zu einem Schaltkreis gehörenden Dioden ausreicht. Der Einfluß von Streuungen der Sperrschichtkapazität, des Sperrwiderstandes und des Durchlaßwiderstandes auf Trägerunterdrückung und Übersprechen wurde näher untersucht.

Die in der Praxis auftretenden Streuungen der Sperrschichtkapazitäten haben keinen Einfluß auf die Hilfsträgerunterdrückung. Eine Erhöhung des Durchlaßwiderstandes einer Diode in einem Schaltkreis auf das Doppelte hat eine Verdopplung der Restspannung zur Folge, wenn die Dioden bei kleinen Stromflußwinkeln betrieben werden. Der Sperrwiderstand stellt für die Trägerunterdrückung eine kritische Größe dar. Für die Übersprechdämpfung sind in Grenzen gehaltene Abweichungen der Sperrschichtkapazitäten und Durchlaßwiderstände bedeutungslos. Eine Verringerung der Übersprechdämpfung ergibt sich bei Herabsetzung des Sperrwiderstandes einer Diode. Diese Verringerung ist weniger auf die entstehenden Unsymmetrien zurückzuführen, vielmehr spielt die absolute Größe des Sperrwiderstandes eine wichtige Rolle, für den Werte größer 1,2 MΩ anzustreben sind. – Eine Deemphasis ist in den Demodulatorausgängen nicht eingebaut, da im Hinblick auf universelle Einsetzbarkeit des Decoders für die Soll-Deemphasis die Eingangskapazitäten der nachfolgenden Verstärkerstufen und die Zuleitungskapazitäten zu diesen Stufen mit einbezogen werden müssen.

Automatische Mono-Stereo-Umschaltung des Demodulators

Die beschriebene Schwellwertautomatik bewirkt bei einer Stereosendung die Anwesenheit des Hilfsträgers am Übertrager $Ü_1$. Desgleichen wird eine monofone Wiedergabe auch bei nicht empfangswürdigen Stereosendern erreicht. Dabei und im Falle des Empfangs eines monofonen Senders entsteht an $Ü_1$ infolge verminderter bzw. fehlender Pilottonspannung keine Hilfsträgerspannung. Das monofone NF-Signal, welches im Symmetriepunkt von $Ü_1$ anliegt, würde von der Decodierungsschaltung auch als einkanaliges Signal verarbeitet und an die Lautsprecherkanäle 2 und 6 geliefert werden. Zur Verminderung von nichtlinearen Verzerrungen legt man den Arbeitspunkt der Dioden durch einen Vorstrom auf einen hinreichend linearen Teil des Durchlaßastes. Da die Ausgangsbelastung des Demodulators genügend hochohmig gegenüber dem Durchlaßwiderstand der Dioden ist, werden nichtlineare Verzerrungen des NF-Signals vermieden. Der Vorstrom wird durch die am Emitter von T_1 stehende Spannung erzeugt und gelangt über den Symmetriepunkt von $Ü_1$ nach D_6, D_4 und R_{21} sowie vom Symmetriepunkt nach D_5, D_7 und R_{22}. Damit wird der Symmetriepunkt, in den das NF-Signal eingespeist wird, an die beiden Lautsprecherkanäle gelegt. Bei Anwesenheit des Hilfsträgers erfolgt eine Sperrung der Diodenzweige durch Aufladung der Kondensatoren C_{15}, C_{17}. Die RC-Kombinationen sind so dimensioniert, daß ihre Zeitkonstanten groß gegenüber der Periodendauer des Hilfsträgers sind, so daß infolge der Aufladung nur in den Spannungsspitzen des Hilfsträgers das Stereosignal durchgeschaltet wird. Der erwähnte Vorstrom wird kompensiert. Durch die streng symmetrische Schaltungsanordnung werden beide Kanäle gleich bewertet. Eine besondere Schaltung zur Erzeugung des Vorstromes mit Vorwiderständen und Siebkondensatoren wird überflüssig.

Stereoanzeige

Bei der Programmauswahl kann das Aufsuchen eines Stereosenders durch eine optische Anzeige erleichtert werden. Derartige Anzeigen sind in verschiedenen Versionen bekannt. Grundsätzlich wird eine nur im Stereosignal enthaltene Komponente (Pilotton) für die Anzeige einer Stereosendung herangezogen. Dabei steuert entweder der verstärkte Pilotton selbst bzw. der daraus gewonnene Hilfsträger oder eine aus dem Hilfsträger erzeugte Gleichspannung das anzeigende Element. Die Anzeige erfolgt durch Glimmlampen, Glühlämpchen, Drehspul-Schauzeichen oder Anzeigeröhren. Letztere

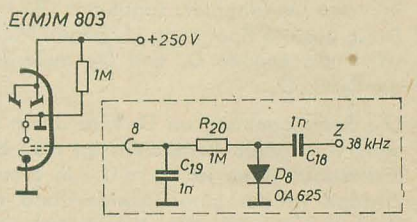


Bild 8: Stereo-Anzeigegleichrichter im St D 4

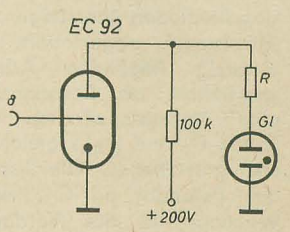


Bild 9: Stereoanzeige mit Glimmlampe

stellen dabei eine ökonomisch günstige Lösung dar, wenn sie als Verbundsystem mit der Abstimmanzeigeröhre geliefert werden. In der Doppelabstimmanzeigeröhre EMM 803 für Stereoempfänger ist ein empfindliches Abstimmsystem

Hallfreie Beschallung eines sehr halligen Raumes

Ing. JOHANNES SCHLORKE

Es kommt oft vor, daß ein sehr halliger Raum, beispielsweise der Speisesaal eines Betriebes, für kulturelle Veranstaltungen und Versammlungen genutzt werden soll. Die Verständlichkeit eines Redners in solchem halligen Raum ist aber schlecht bis unmöglich und wird auch durch dezentrale Wiedergabe über Lautsprecher selten besser. Architektonische Maßnahmen zur Behebung dieses Mangels sind sehr kostspielig. Deshalb soll im folgenden an einem Beispiel gezeigt werden, wie durch Anwendung der Strahlergruppentechnik [1] ein sehr halliger Speisesaal für gesellschaftliche und kulturelle Veranstaltungen brauchbar gemacht werden kann.

Allgemeines

Nach Petzoldt [1] eignet sich die Strahlergruppentechnik hervorragend für die zentrale Beschallung sehr halliger Räume bzw. ist sie sogar die einzige Methode, einen halligen Raum einwandfrei zentral zu beschallen. Eine Strahlergruppe erzeugt ein gebündeltes breitbandiges Schallfeld unter Verwendung einer Anzahl elektrodynamischer, trichterloser Lautsprecher, die in einer geraden Schallwand angeordnet sind, deren Achsen praktisch senkrecht auf der Schallwand stehen.

Durch das gebündelte und auf die Hörerfläche gerichtete Schallfeld gelangt wenig Energie an die Decke und an die oberen Wandflächen. Der reflektierte Anteil des Gesamtschalles ist geringer, so daß man sagen kann, die Verwendung von Strahlergruppen in Räumen setzt deren Nachhallzeit scheinbar herab.

Bei senkrecht stehender Gruppe wird der Schall in der Vertikalen gebündelt. Der Grad der Bündelung ist um so größer, je länger die Gruppe ist. Es bildet sich also eine horizontal liegende Schallscheibe aus, die aus der Strahlergruppenmitte austritt. In der Horizontalebene gilt die Richtcharakteristik des Einzelsystems. Ordnet man die Strahlergruppe in einer gewissen Höhe über der Hörerebene an und neigt die Gruppe nach der zu beschallenden Fläche, so erhält man eine nahezu gleichmäßige Schallverteilung (Bild 1). Befindet sich ein Hörer in Strahlernähe (Stuhl 1), so ist er außerhalb der Bündelungsebene. Die Schallwellen der Einzelsysteme treffen nicht mehr gleichphasig ein. Sie löschen sich teilweise aus, was zur Folge hat, daß die Lautstärke kleiner ist als die Summe der Einzellautstärken. Je weiter sich der Zuhörer von dem Strahler entfernt, desto näher kommt er der Bündelungsebene. Er wird also immer annähernd gleichmäßige Lautstärke empfinden. Die Gleichmäßigkeit der Schallversorgung hängt demnach zusammenfassend ab von

Gruppenlänge (Stärke der Bündelung) und Gruppenanordnung (Höhe über der Hörerfläche, Neigung).

Für die Berechnung der Beschallung eines Raumes einschließlich der aussteuerbaren Verstärkerleistung müssen das Raumvolumen V, die Nachhallzeit T und die Absorption A bekannt sein. Im Gegensatz zum V ist die Bestimmung von T und A problematisch, bedenkt man auch, wie stark beispielsweise die Absorption von der Anzahl der Hörer abhängt!

Petzoldt [1] gibt nun Gleichungen an, in denen nur die Kubikwurzel v vom Raumvolumen V enthalten ist.

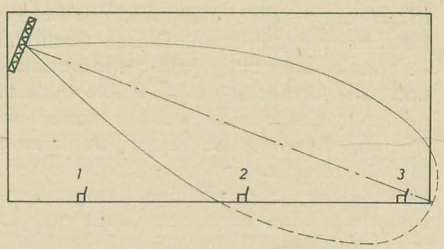


Bild 1: Schematische Darstellung der Schallverteilung im Raum

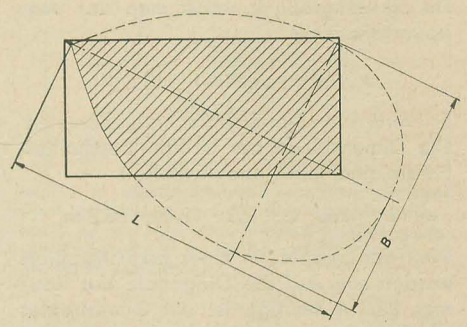


Bild 2: Hallfrei beschallte Fläche

Die hallfrei beschallte Fläche besitzt ungefähr die Form eines projizierten Tropfens mit den Dimensionen L und B (Bild 2). Letztere sind von der Strahlergruppenlänge abhängig (siehe Tabelle 1).

Bei der Aufstellung der Zusammenhänge in Tabelle 1 wurde von dem dafür ungünstigsten Fall, dem sehr halligen Raum, ausgegangen. Bei der folgenden Berechnung der aussteuerbaren Verstärkerleistung wird im Gegensatz dazu von einem sehr stark gedämpften Raum ausgegangen. Der Lautsprecherwirkungsgrad wird mit 3% angenommen. Tabelle 2 zeigt die

Tabelle 1

Länge der Strahlergruppe in m	Länge L in m	Breite B in m
0,75	v	0,7·v
1,50	1,5·v	v
3,00	2,2·v	1,5·v

Tabelle 2

Lautstärke in Phon	Anwendung	P_{el} in W
86	Sprachübertragung	$\frac{1}{80} \cdot v^2$
92	Musikübertragung mit Klangkörper	$\frac{1}{25} \cdot v^2$
97	Musikübertragung ohne Klangkörper	$\frac{1}{8} \cdot v^2$

(— 15 V Schließspannung) und ein Stereoanzeigesystem mit 5 mm Leuchtbalkenlänge bei — 4 V vereinigt. Andere Lösungen sind meist mit zusätzlichem Aufwand an verstärkenden Elementen verbunden. Bild 8 zeigt die zur Gewinnung der Anzeigegleichspannung im St D 4 erforderliche Gleichrichterschaltung mit angeschalteter EMM 803. Am Stift 8 kann die erforderliche Sperrspannung von — 4 V entnommen werden. Im Inland ist diese Röhre noch nicht greifbar, so daß auf getrennte Abstimmanzeigeröhren (EM 84) oder die Doppelabstimmanzeigeröhre EM 83 verwiesen werden muß. Bei der EM 84 ist unter üblichen Betriebsbedingungen bei — 3,6 V ein Leuchtbalkenweg von je 6 mm zu erreichen. Im Gesamtschaltbild wird neben der Schaltung nach Bild 8 eine Ausführung für höhere Anzeigespannungen angegeben.

Eine Glimmlampenanzeige bietet sich durch Verwendung einer einfachen Triode an. In der im Bild 9 gezeigten Schaltung ist die EC 92 bei Monobetrieb ohne Vorspannung. Durch den am 100-kΩ-Widerstand vorhandenen Spannungsabfall verlischt die Glimmlampe Gl. Im Stereobetrieb wird die Zündspannung durch Sperrung des Anodenstromes überschritten und die Stereosendung angezeigt. Bei der Anschaltung anderer Indikatoren an den Anzeigegleichrichter des St D 4 ist der Innenwiderstand zu beachten.

Zusammenhänge zwischen der Verstärkerleistung P_{el} und der Kubikwurzel des Raumvolumens bei verschiedener Lautstärke.

Daten des zu beschallenden Raumes

Der zu beschallende Raum ist in unserem Fall ein relativ hoher Speisesaal mit glatten Wänden, und zwar unterbrochener, aber ebenfalls glatter Decke. Die gardinenlosen Fenster befinden sich in 8 bis 9 m Höhe. Der Saal besitzt Parkettfußboden und ungepolstertes Gestühl.

Abmessungen: 20 m Länge
10 m Breite
11 m Höhe

Aus der Architektur und der Ausstattung des Saales ist schon zu ersehen, daß es sich um einen sehr halligen Raum mit einem geringen akustischen Absorptionsgrad handelt.
Das Raumvolumen ist $V = 2100\ m^3$.

Berechnung und Bau der Strahlergruppe

Die Rechengröße v erhält man aus dem Raumvolumen V

$$v = \sqrt[3]{V} = \sqrt[3]{2100} = 12{,}8\ m$$

Es wird ein 3-m-Strahler angenommen. Die Dimensionen der hallfrei beschallten Fläche sind somit nach Tabelle 1

$$L = 2{,}2 \cdot v = 2{,}2 \cdot 12{,}8 = 28{,}2\ m$$

Weil der Strahler in einer Ecke installiert werden soll und die Diagonale des Raumes 22,3 m beträgt, ist der 3-m-Strahler mit Sicherheit ausreichend.
Die Breite B ist

$$B = 1{,}5 \cdot v = 1{,}5 \cdot 12{,}8 = 19{,}2\ m$$

Da der Saal für Musikübertragung ohne Klangkörper bei einem relativ hohen Störpegel vorgesehen werden soll, ist eine Lautstärke von 97 Phon erforderlich. Die Strahlergruppe muß nach Tabelle 2 mindestens folgende elektrische Leistung P_{el} umsetzen.

$$P_{el} = \frac{1}{8} \cdot v^2 = \frac{1}{8} \cdot 12{,}8^2 = 20{,}5\ W$$

Auf Grund der vorstehenden Erkenntnisse und Ergebnisse wurde eine Strahlergruppe aus 12 Lautsprechern des Typs 2659 PBO vom VEB Elektrogerätebau Leipzig gebaut. Die Nennleistung jedes Lautspechers beträgt 6 VA.
Besondere Aufmerksamkeit ist bei der Montage der Strahlergruppe der gleichen Polung aller Einzellautsprecher zu widmen, da sonst die Strahlergruppe in ihrer Charakteristik stark verfälscht wird. Die fertig montierte Gruppe kann man wie folgt auf richtige Polung prüfen: Mikrofon und Strahlergruppe werden an den Verstärker angeschlossen, der so weit aufgedreht wird, bis das Rückkopplungspfeifen einsetzt. Führt man jetzt das Mikrofon an der Strahlergruppe entlang, so ist das Pfeifen in seiner Intensität nahezu konstant, wenn die Lautsprecher richtig gepolt sind. Zwischen zwei ungleich gepolten Lautsprechern geht das Rückkopplungspfeifen stark zurück.

Ergebnis und Zusammenfassung

Die Strahlergruppe wurde in einer der vorderen Ecken installiert. Ursprünglich sollte die Mitte der Gruppe in 4,5 m Höhe gebracht werden. Rückkopplungserscheinungen bei Mikrofonbenutzung zwangen aber, die Höhe zu verdoppeln. Die Gruppe erhielt eine derartige Neigung, daß das Schallbündel, das aus der Strahlermitte austritt, ungefähr in der raumdiagonalen Ecke auftrifft.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß es mit der Strahlergruppentechnik gelungen ist, den genannten Raum hallfrei zu beschallen, was mit der vorherigen dezentralen Lautsprecheranordnung in keiner Weise gelungen war.

Literatur

[1] Petzoldt, H.: Beschallungstechnik. Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. IV. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, S. 437–450

Ein neues elektronisches Musikinstrument

U. E. BRUCHHOLZ

Einführung

Im folgenden Beitrag wird ein vom Verfasser entwickeltes elektronisches Musikinstrument beschrieben. Dieses Gerät ist verhältnismäßig billig, leicht transportabel und als Orchester- und Soloinstrument geeignet. Es läßt sich zwar nur monophon spielen, bedarf also einer Begleitung (Klavier, elektronische Orgel, Orchester), besitzt aber eine vielfältige Klangfarbensteuerung. Man kann das Gerät als ein transistorisiertes Trautonium bezeichnen. Das Neue daran ist die Art der Lautstärkeänderung. Diese geschieht nicht durch teure und mit amateurmäßigen Mitteln schwer herstellbare Flüssigkeitswiderstände oder Knieschweller, sondern mittels mit der Tonfrequenz modulierter Hochfrequenz, wobei der Interpret die Entfernung eines Senders zum Empfänger durch Körperbewegungen ändert. Dieses Verfahren darf man aber nicht mit dem von *Theremin* ([3] [5] und [7]) verwechseln. Der Empfänger ist an den Tonabnehmer eines Rundfunkgerätes mit nicht zu kleinen räumlichen Ausmaßen anzuschließen, denn eine einwandfreie Wiedergabe erfordert gewöhnlich einen großen Lautsprecher. Eine weitere räumliche Einheit bildet ein Ladegerät für die zur Stromversorgung des Senders und des Empfängers dienenden Knopfzellen. Akkus sind die beste Möglichkeit der Stromversorgung, weil durch den häufigen Gebrauch des Instrumentes die mehrmalige Anschaffung von Trockenbatterien mit der Zeit mehr Kosten verursacht als das einmalige Einsetzen der teuren Akkus.

Tongenerator

Der Tongenerator ist ein frequenzvariabler RC-Oszillator (Bild 1), weil ein veränderlicher Widerstand leichter aufzubauen ist als entsprechende kapazitive oder induktive Bauelemente. Außerdem sind zur Anregung von Formanten Sägezahnschwingungen besonders geeignet [4] [5], so daß der Verfasser aus der Kippschaltung von *Bedford* und *Puckle* [1] die äquivalente Transistorschaltung [2] entwickelt hatte. Bedford und Puckle war es nämlich gelungen, einer Elektronenröhre mit Hilfe einer geeigneten Rückkopplungsstufe die Eigenschaften eines Thyratrons in der *Hittorf*schen Schwingschaltung zu verleihen. Der Oszillator arbeitet so auf folgende Weise:
Über die Widerstandskombination mit R_1 und R_2, R_3, R_4 oder R_5 sowie R_{11} bis R_{14} entlädt sich der gegen Masse negativ geladene Kondensator C_3, C_4, C_5 oder C_6. Dabei ist T_1 geschlossen. Durch das Entladen von C_3, C_4, C_5 oder C_6 steigt das negative Emitterpotential von T_1 langsam an und verursacht, sobald es gegenüber der Basis von T_1 positiv geworden ist, an R_6 einen Spannungsabfall, der über C_7 an die Basis von T_2 gelangt und diesen zu schließen beginnt. Es erfolgt jetzt ein Umschaltvorgang, bis T_2 geschlossen und damit T_1 vollständig geöffnet ist. Durch die wieder einsetzende Aufladung von C_3, C_4, C_5 oder C_6 über T_1 und R_6 erfolgt wieder der umgekehrte Vorgang. T_2 wird wieder geöffnet und T_1 dadurch vollständig geschlossen. Der Entladevorgang beginnt von neuem.
Der Aufladeprozeß belastet die Spannungsquelle erheblich, und ihr Innenwiderstand wirkt sich störend auf das Schwinggeschehen aus. C_1 besorgt deshalb ein teilweises Abfangen der Stromspitzen und lädt sich während des Entladevorganges von C_3, C_4, C_5 oder C_6 wieder auf (Oszillogramm 6 im Bild 4). R_{17} und C_2 sieben die so pulsierende Gleichspannung, um ein störungsfreies Arbeiten der nachfolgenden Stufen zu gewährleisten.
Zwei Trennstufen verstärken die ihnen vom Emitter von T_1 über Spannungsteiler zugeführten Kippschwingungen (Oszillogramm 1) und entkoppeln den RC-Oszillator von den zwei simultan arbeitenden Formanten. Die Oszillogramme 7 und 8 zeigen die in den Kollektorkreisen der Trennstufen entstehenden Überlagerungen der gedämpften Schwingungszüge der Formanten mit den um π phasenverschobenen Kippschwingungen.
Für den Oszillator genügt als Schwinggleichung folgende Näherung:

$$\frac{1}{f} = -R \cdot C \cdot \ln\left(1 - \frac{R_{10} \cdot R_7}{R_9 (R_7 + R_8)}\right)$$

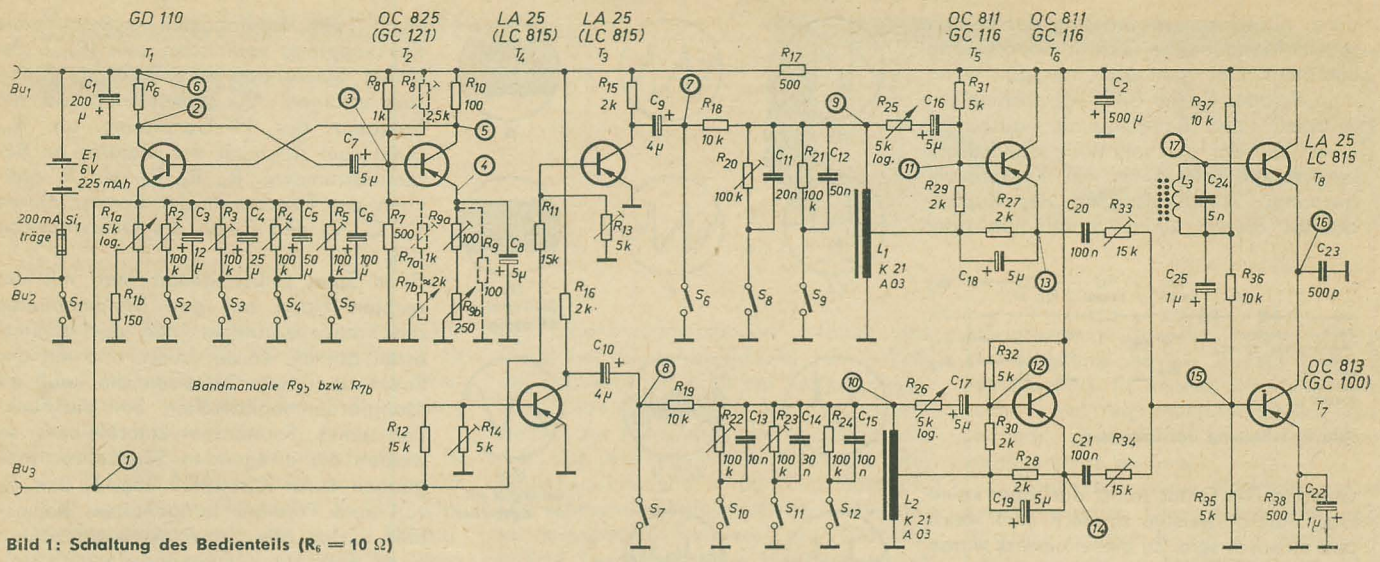


Bild 1: Schaltung des Bedienteils ($R_6 = 10\ \Omega$)

mit R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_{11} und $R_{12} \gg R_6$. Dabei gilt:

$$R \approx \frac{R_1 \cdot R_{11} \cdot R_{12}}{R_1 \cdot R_{11} + R_1 \cdot R_{12} + R_{11} \cdot R_{12}}$$

(R_2, R_3, R_4, R_5, R_{13} und R_{14} sowie die Basis-Emitterstrecken von T_3 und T_4 vernachlässigt)

$$C = C_3,\ C_4,\ C_5 \text{ oder } C_6$$

Bildet man R_7 oder R_9 als Regelwiderstand (Bandmanual) aus, so kann man die Frequenz kontinuierlich variieren. Der Frequenzbereich beträgt im Mustergerät vier Oktaven und eine große Sexte.

Formanten

Formanten sind Systeme, die auf einen Anstoß hin gedämpfte Schwingungen erzeugen. Es wurde festgestellt, daß bei einer Tonfrequenz als Anstoßfolge die Art der Formantenschwingungen klangfarbenbestimmend wirkt [3] [5]. *Trautwein* wandte diese zuerst an mechanischen Systemen studierte Erscheinung in der Elektrik an und erfand elektrische Formanten [3] [4] [5] [6]. Jene sind mittels eines negativen Widerstandes entdämpfte elektrische Schwingkreise, bei denen der Gesamtresonanzwiderstand gerade noch positiv bleibt, so daß keine Selbsterregung entsteht. Dafür eignet sich jede am Schwingungseinsatz verhinderte LC-Oszillatorschaltung. Als Schwingformel für die Frequenz der gedämpften Schwingungen gilt hier die Thomsonsche Schwingungsgleichung

$$\frac{1}{f} = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

Hierbei sind

$$L = L_1 \text{ bzw. } L_2$$

und

$$C = C_{11} \text{ oder } C_{12} \text{ bzw. } C_{13},\ C_{14} \text{ oder } C_{15}$$

Die Formanten des beschriebenen Gerätes sind in induktiver Dreipunktschaltung ausgeführt. R_{25} bzw. R_{26} dienen zur Einstellung der optimalen Rückkopplung. Da aber bei verschiedener Schalterstellung (S_8 bis S_{12}) verschiedene L/C-Verhältnisse und entsprechend ungleiche Resonanzwiderstände des Schwingkreises bestehen, besitzt die Rückkopplung unterschiedliche Stärke. Mittels R_{20}, R_{22} und R_{23} kann man gleiche Bedämpfung der Schwingkreise und somit gleichen Amplitudenabfall je Zeitdifferenz erreichen.

HF-Übertragung

Modulation

T_7 verstärkt die an seine Basis geführten, überlagerten und im Rhythmus der Frequenz des RC-Oszillators aufeinanderfolgenden Schwingungszüge der Formanten (Oszillogramm 15). Diese werden zur Modulation dem Emitter von T_8 zugeführt. Es handelt sich hier um eine in kapazitiver Dreipunktschaltung arbeitende selbstschwingende Mischstufe. C_{23} und die Ausgangskapazität von T_7 sowie die Eingangskapazität von T_8 bilden den kapazitiven Spannungsteiler. Unter günstigen Umständen kann C_{23} entfallen. Durch die am Emitter von T_8 liegende unterschiedliche Spannung findet eine Amplitudenmodulation statt. Da Ausstrahlung vermieden werden soll, geschieht hier nur eine induktive Übertragung über zwei nahe benachbarte (etwa 10···50 cm) Ferritstäbe. Durch äußerst geringe Störstrahlung und gute induktive Kopplung ist dafür der Langwellenbereich (≈ 100 kHz) besonders geeignet. Hohe Frequenzkonstanz und äußerst geringe Handempfindlichkeit erreicht man durch ein möglichst kleines L/C-Verhältnis. Die Schwingkreiskapazität C_{24} beträgt hier 5 nF. Die an L_3/C_{24} liegende modulierte HF wird direkt von L_3 auf L_4 gekoppelt. T_7 und T_8 sind gleichstrommäßig in Reihe geschaltet.

Demodulation

Eine gute Empfindlichkeit bei geringem Aufwand weist eine Reflexschaltung auf (Bild 2). T_9 verstärkt die von L_3 auf L_4 gekoppelte HF. Zusätzliche Verstärkung liefert der durch die Rückkopplung hervorgerufene, den Schwingkreis entdämpfende negative Widerstand. C_{29} leitet die verstärkte HF zu D_1 und D_2 zwecks rückwärtiger Mischung. Die NF wird von T_9 und T_{10} verstärkt. Von Bu_4 und Bu_6 wird die NF an den Tonabnehmer eines Rundfunkgerätes geführt. R_{41a} dient zur Einstellung der optimalen Rückkopplung. Die niedrige Betriebsspannung bewirkt einen geringen Rauschpegel.

Stromversorgung

Als Spannungsquellen für die beiden bisher beschriebenen Teilgeräte dienen in Reihe geschaltete Knopfzellen. Zum Aufladen dieser Zellen wurde ein Ladegerät in Allstromausführung aufgebaut (Bild 3). Seine Widerstände sind beim Gerät des Verfassers für $E_1 = 225$ mAh und $E_2 = 50$ mAh dimensioniert. Die Zenerdiode dient als Schutz gegen Überspannung.

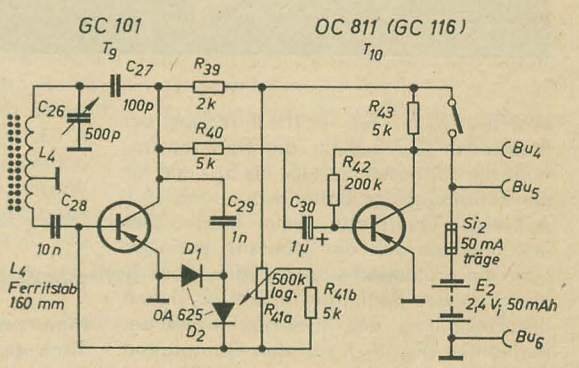


Bild 2: Schaltung des Empfangsteils

Mechanischer Aufbau

Den Aufbau des Gehäuses zeigen die Bilder 5 und 6. Es wurden drei Bandmanuale hintereinander angeordnet. Bei geeignetem Widerstandsdraht kann man

durch nichtlineare Bewicklung der Leisten jedem Manual eine Oktave oder Quinte zuordnen. Das geht aber nur gut, wenn man R_9 oder R_7 (im Bild 1 gestrichelt gezeichnet) als Bandmanuale ausbildet. Über jede der drei mit Widerstandsdraht bewickelten Leisten ist ein Kupferdraht gespannt. Zur Befestigung des Kupferdrahtes dienen kleine Stahlfedern oder

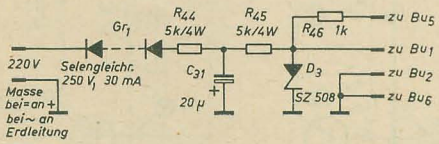


Bild 3: Schaltung des Ladegeräts

Gummis. Der Draht selbst darf aber keine Elastizität aufweisen, sondern muß weich und plastisch sein. Zu diesem Zweck wurde er durchgeglüht und anschließend von Ruß und Oxiden befreit. Bei Stillstand ist der Kontakt unterbrochen, so daß der RC-Oszillator nicht schwingt. Erst bei Berührung des Kupferdrahtes mit dem Widerstandsdraht an beliebiger Stelle wird er geschlossen und R_9 (bzw. R_7) unterschiedlich groß.

Auf der anderen Seite befinden sich die Schalter für die Einstellung der Oktav-

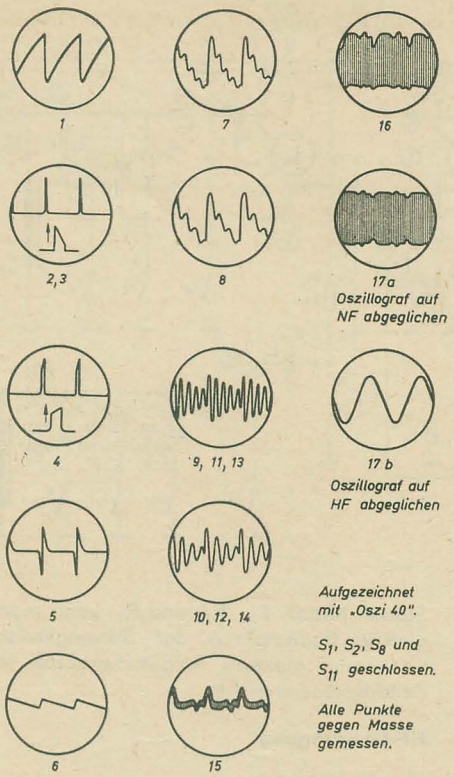


Bild 4: Oszillogramme nach Bild 1

Auch beim Empfangsteil muß optimale Rückkopplung vorhanden sein (R_{41a}). Bei keiner Spielphase darf Schwingungseinsatz erfolgen. C_{26} stimmt man auf die Frequenz des HF-Generators ab. R_{1a} dient zum Abgleich des Gerätes an Begleitinstrumente. R_2, R_3, R_4 und R_5 gleichen die Toleranzen der Kondensatoren C_3, C_4, C_5 und C_6 für die Oktavbereiche aus.

Beim Spiel selbst steuert man mit der rechten Hand auf den Bandmanualen die Frequenz, indem man den Kupferdraht auf die Leiste drückt, und mit der linken die vier Oktavbereiche und elf Klangfarbenmöglichkeiten. Soll die Funktion eines Formanten unterbleiben, so werden die erregenden Sägezahnschwingungen durch Kurzschluß über S_6 bzw. S_7 von dem Formant ferngehalten. Keinesfalls dürfen alle Schwingkreiskapazitäten eines Formanten unangeschlossen bleiben, weil durch die wegfallende Bedämpfung unstabile und häßlich klingende Schwingungen einsetzen. Die Lautstärke wird gesteuert, indem man sich dem Empfänger nähert (crescendo) oder sich von ihm entfernt (diminuendo). Die Stärke der Bewegungen und die Durchschnittsentfernung vom Empfänger beeinflußt man durch die eingestellte Lautstärke und R_{41a}.

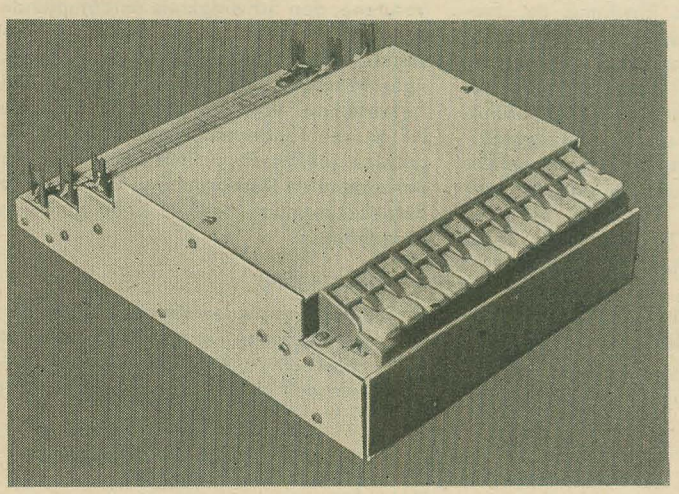


Bild 5: Anordnung der Bandmanuale

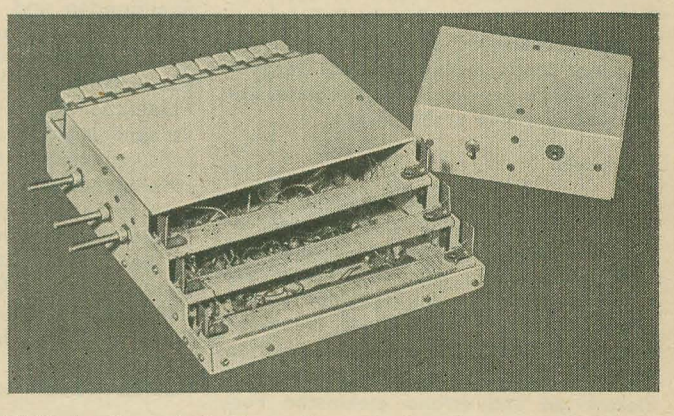


Bild 6: Bedienteil mit Schalter

bereiche (S_2 bis S_5), für die Erregung der Formanten (S_6, S_7), für die Resonanzfrequenzen der Formanten (S_8 bis S_{12}) und für die Zuführung der Batteriespannung (S_1). Auf einer Querplatte (beim Betrieb des Instrumentes auf der oberen) befinden sich die Potentiometer für die Abstimmung an das Begleitinstrument (R_{1a}) und die Einstellung der Rückkopplungen der Formanten (R_{25}, R_{26}). Auf den Querplatten findet man auch die Ladebuchsen Bu_1 und Bu_2 sowie die Kontrollbuchse Bu_3, von der man in Verbindung mit Bu_1 oder Bu_2 direkt die Sägezahnschwingungen des RC-Oszillators abnehmen kann. Für die Unterbringung der elektrischen Bauteile gibt es viele Möglichkeiten, die hier nicht näher erörtert werden sollen. Es empfiehlt sich die Anwendung der gedruckten Schaltungstechnik.

Der Abstand zwischen zwei Windungen der Bandmanuale (R_{7b} oder R_{9b}) soll < 2 mm sein. L_1 und L_2 sind die Primärseiten der Ausgangsübertrager K 21 oder A 03. Die Windungszahlen von L_3 und L_4 richten sich nach der Frequenz, den A_L-Werten der Ferritstäbe und den Parallelkapazitäten C_{24} bzw. C_{26} und lassen sich aus diesen Werten leicht berechnen.

Bedienung

Man stellt den Empfangsteil auf einen Tisch etwa in Höhe des Sendeteils, den man sich um den Hals hängt. Die beiden Ferritstäbe sollen dabei parallel zueinander angeordnet sein. Danach erfolgt die Abstimmung. Mittels R_{25} und R_{26} wird die Rückkopplung auf einen so starken Wert gebracht, daß gerade noch kein Schwingungseinsatz erfolgt. Dabei muß mit Hilfe von R_{20}, R_{22} und R_{23} gleicher Resonanzwiderstand des jeweiligen Schwingkreises bei verschiedenen Resonanzfrequenzen hergestellt sein. Es ist zu kontrollieren, ob nicht doch bei einer Resonanzfrequenz Selbsterregung einsetzt.

Nach erfolgter Ladung der Akkus ist eine ununterbrochene Betriebszeit von fünf Stunden gewährleistet.

Literatur

[1] von Ardenne, M.: Über ein neues Röhrenkippschwingungsgerät für Elektronenstrahloszillographen. Elektrotechnische Zeitschrift 56 (1935), S. 1295

[2] Bruchholz, U. E.: Frequenzvariable Transistor-RC-Oszillatoren. funkamateur (1963) Sonderausgabe, S. 19

[3] Lertes, P.: Elektrische Musik. Steinkopff, Dresden 1933

[4] Sala, O.: Subharmonische elektrische Klangsynthesen. Klangstruktur der Musik. Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin 1955

[5] Trautwein, F.: Elektrische Musik. Weidmannsche Bücher, Berlin 1930

[6] Winckelmann, J.: Das Trautonium. Deutsch-literar. Inst. Schneider, Berlin 1930

[7] Winckelmann, J.: Das Theremin-Musikgerät. Deutsch-literar. Inst. Schneider, Berlin 1932

Schaltung zur Verminderung von Verzerrungen

R. DÜRRSCHMIDT

Jede Verstärkung eines Signals in einem Verstärker ist bekanntlich mit einer gewissen Verzerrung des Signals verbunden. Diese Verzerrung entsteht an gekrümmten Arbeitskennlinien und sonstigen Unlinearitäten im Verstärkerzug. Besonders große Verzerrungen entstehen in Leitungsstufen, bedingt durch die weite Aussteuerung. Zur Verminderung der Verzerrungen wendet man Gegenkopplungen aller Art an.

Die im folgenden Beitrag beschriebene Schaltung ist keine Gegenkopplung üblicher Art, sondern sie unterscheidet sich in einem ganz wesentlichen Punkt von allen Gegenkopplungsschaltungen.

Alle bekannten Gegenkopplungsschaltungen geben einen Teil der am Ausgang einer Verstärkerstufe entstehenden Spannung in irgendeiner Weise auf den Verstärker- oder Stufeneingang gegenphasig zurück. Eine Entzerrung entsteht in bekannter Weise und ist in vielen Veröffentlichungen ausgiebig behandelt worden.

Das wesentliche Merkmal der hier beschriebenen neuen Schaltung ist, daß die Eingangsspannung U_e und die Ausgangsspannung U_a einer oder auch mehrerer Verstärkerstufen in einem Phasenglied verglichen werden und eine eventuell entstandene Differenzspannung U_d nach Verstärkung über ein Entkopplungsglied dem Verstärker zur Entzerrung wieder zugeführt wird.

Funktion des Phasengliedes

Bild 1 zeigt das Phasenvergleichsglied. An den Klemmen 1–2 liege eine bestimmte Spannung U_1. Es fließt dann, bei offenen Klemmen 3–4, ein Strom über die Widerstände R_5–R_7. Am Widerstand R_7 tritt ein Spannungsabfall U_d auf. Dasselbe wird auftreten bei einer Spannung U_2 an den Klemmen 3–4 (Klemmen 1–2 offen). Ein über die Widerstände R_6–R_7 fließender Strom erzeugt einen Spannungsabfall U_d am Widerstand R_7. Legt man beide Spannungen an, U_1 an die Klemmen 1–2 und U_2 an die Klemmen 3–4, so wird, wenn bestimmte Bedingungen erfüllt sind, über den Widerstand R_7 kein Strom fließen und somit auch keine Spannung an R_7 nachweisbar sein.

Diese Bedingungen sind:

a) die Spannungen U_1 und U_2 müssen die gleiche Amplitude besitzen,
b) die Spannungen U_1 und U_2 müssen um 180° phasenverschoben sein,
c) die Spannungen U_1 und U_2 müssen die gleiche Form haben (Sinus, Rechteck u. a.),
d) die Widerstände R_5–R_6 des Phasenvergleichs müssen gleiche Widerstandswerte besitzen.

Anstelle von Widerständen im Phasenvergleich können natürlich auch Röhren oder Transistoren verwendet werden (Bilder 2 und 3).

Anwendung des Phasenvergleichs

Zur Erklärung der Wirkungsweise des Phasenvergleichs soll das physikalische Verhalten der neuen Schaltung zur Verminderung von Verzerrungen erläutert werden. Bild 4 zeigt die Prinzipschaltung einer einstufigen Entzerrung. Die Entzerrung kann auch auf mehrere Stufen ausgedehnt werden.

Die am Punkt 8* liegende Spannung U_1

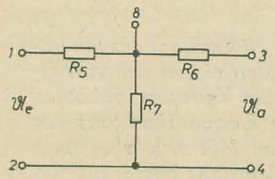


Bild 1: Phasenvergleichsglied im Prinzip

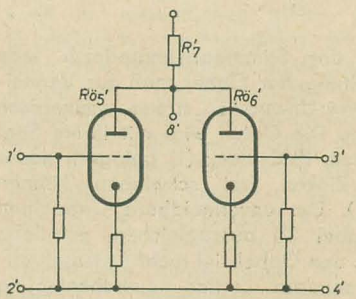


Bild 2: Phasenvergleichsglied mit Röhren

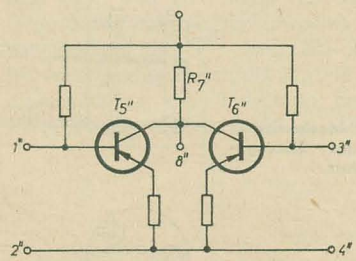


Bild 3: Phasenvergleichsglied mit Transistoren

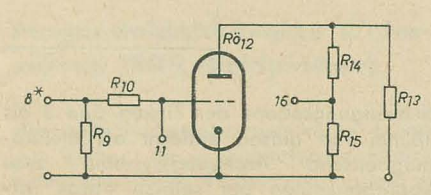


Bild 4: Prinzipschaltung einer einstufigen Entzerrung

gelangt über R_{10} zum Gitter der Röhre 12, wird in dieser verstärkt und an R_{13} als Spannung U_2 abgenommen. Diese Spannung ist aber, abgesehen von ihrer größeren Amplitude, in der Form unterschiedlich zur Spannung U_1. Sie ist behaftet mit Verzerrungen, entstanden an den Unlinearitäten im Verstärkungssystem.

Nun zum Einsatz des Phasenvergleichs. Die am Punkt 8* liegende Spannung U_1 wird auch an die Klemmen 1–2 (Bild 1) gegeben. Vom Spannungsteiler R_{14}–R_{15} (Bild 4) wird die an R_{15} abfallende Teilspannung U_{2t} vom Punkt 16 abgenommen und den Klemmen 3–4 (Bild 1) zugeführt. Der Spannungsteiler R_{14}–R_{15} ist dabei so bemessen, daß an R_{15} der nte Teil der Spannungsverstärkung der Röhre abfällt (z. B. $0{,}1 \cdot U_2$ bei V = 10fach). Diese Spannung U_{2t} hat also die gleiche Amplitude wie die Spannung U_1 (Bedingung a) und gegenüber U_1 eine Phasenverschiebung von 180° (Bedingung b). Wie aus der Funktionsweise des Phasenvergleichs ersichtlich, werden die von den Spannungen U_1 und U_{2t} erzeugten Ströme sich im Widerstand R_7 aufheben und somit keinen Spannungsabfall erzeugen. Dies stimmt aber nur bei einem vollkommen idealen Verstärker. In Wirklichkeit wird die Spannung U_2 mehr oder weniger verzerrt sein, das heißt mit „Klirrgradspannungen" behaftet sein. Die von den Klirrgradspannungen erzeugten Ströme lassen jedoch an R_7 einen Spannungsabfall U_k entstehen, da von U_1 her ein entsprechender Stromanteil fehlt. Das heißt, auf Bedingung c) hinweisend, die Spannung U_2 hat eine andere Form als die Spannung U_1. Jede Formänderung der Spannung U_2 erzeugt an R_7 des Phasenvergleichs einen Spannungsabfall U_k. Die Spannung U_k wird verstärkt und dem Verstärker im Punkt 11 (Bild 4) gegenphasig zugeführt.

Aus dem zuletzt Gesagten kommt der wesentliche Unterschied der neuen Schaltung zur Verringerung von Verzerrungen gegenüber einer normalen Gegenkopplung zum Ausdruck.

Die neue Schaltung benutzt also die Klirrspannungen zur Verringerung des Klirrgrades eines Verstärkers.

Die Schaltung verringert aber nicht nur den Klirrgrad, sie gleicht auch unlineares Verhalten im Frequenzgang eines Verstärkers aus. Dazu noch einmal Bild 4.

Es wird angenommen, daß sich der Widerstand R_{13} nach tiefen oder hohen Frequenzen verkleinert (unterdimensionierter Ausgangstrafo, große Schalt- oder Wickelkapazität usw.). Damit wird aber die Verstärkung abfallen. Das bewirkt, daß die Spannung U_{2t} kleiner wird und von U_1 her ein Strom über R_7 des Phasenvergleichs fließt. Der Spannungsabfall U_d an R_7 wird nach Verstärkung am Punkt 11 als vergrößerte Spannung U_1 wirksam und verhindert damit einen Verstärkungsabfall im Verstärker (innere Rückkopplung).

Vergrößert sich der Widerstand R_{13} (Resonanzstellen), so tritt das Gegenteil ein. Die Spannung U_{2t} wird größer, größerer Stromfluß von U_{2t} her, Spannungsabfall an R_7. Nach Verstärkung am Punkt 11

wirksam als Verringerung von U_1 (innere Gegenkopplung).
Die im Phasenvergleich abfallenden Spannungen bewirken also einen konstanten Verstärkungsgrad über einen großen Frequenzbereich, wobei aber bei der inneren Rück- als auch Gegenkopplung die klirrgradvermindernde Wirkung voll erhalten bleibt.
Die Schaltung regelt aber auch Phasenverschiebungen zwischen den Spannungen U_1 und U_2, die außerhalb von 0° und 180° liegen, aus.
Selbst die Brummodulation des Ausgangssignals bei B-Verstärkern wird unwirksam gemacht.

Mit der Schaltung lassen sich folgende Verbesserungen erreichen:

1. der Klirrgrad wird auf sehr kleine Werte reduziert,
2. der Frequenzgang wird über einen sehr großen Bereich linearisiert,
3. der Verstärkungsgrad der geregelten Stufen ist sehr konstant,
4. die Ausgangsspannung U_2 ist weitgehend unabhängig von der Belastung,
5. der Phasengang wird erheblich verbessert,
6. Fremdspannungen in U_2 gegenüber U_1 (wie Brummodulation, Rauschen usw.) werden unwirksam gemacht.

Der Stimmgabeloszillator –
ein einfaches Frequenznormal für den NF-Praktiker

Dr. GÜNTHER H.-J. WEISSBACH

Zum Eichen und zur Frequenzkontrolle von Niederfrequenzgeneratoren und zum Stimmen von Musikinstrumenten eignet sich vorzüglich der Stimmgabeloszillator, der in der vom Verfasser gebauten und nachfolgend beschriebenen Form eine Frequenzkonstanz von etwa 10^{-4} besitzt. Durch verfeinerten Aufbau läßt sich aber auch mit einem solchen Generator eine Frequenzkonstanz besser als 10^{-5} erreichen.

Aufbau

Der Aufwand für den Stimmgabeloszillator ist gering. Er besteht im wesentlichen aus der Stimmgabel, zwei als elektromagnetische Anregungssysteme dienende Kopfhörerspulen und einem zweistufigen Regelverstärker mit der Verbundröhre ECF 82. Frequenzbestimmendes Element des Generators ist eine Stahl-Stimmgabel, wie sie als akustisches Frequenznormal in der Musizierpraxis Verwendung findet und in jeder Musikalienhandlung käuflich zu erwerben ist. Normalerweise ist eine solche Stimmgabel auf den sogenannten Kammerton a′ mit einer Frequenz von 440 Hz abgestimmt. Soll der Stimmgabeloszillator vorwiegend als Stimmtongeber für musikalische Zwecke verwendet werden, so kann die 440-Hz-Stimmgabel ohne weitere Änderungen in den Generator eingebaut werden. Wird dagegen eine andere Eigenfrequenz für den Generator gefordert, so müssen die Zinken der Gabel entweder gekürzt – damit erhöht sich die Eigenfrequenz der Gabel – oder zur Verkleinerung der Eigenfrequenz direkt am Gabelstiel dünner gefeilt werden, was aus Gleichung (1) für die Eigenfrequenz f_0 der Stimmgabel unmittelbar abzuleiten ist.

$$f_0 = k \frac{a}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\varrho}} \qquad (1)$$

(k – Konstante, a – Zinkenstärke, l – Zinkenlänge, E – Elastizitätsmodul, ϱ – Dichte des Stimmgabelmaterials). Jede Bearbeitung der Gabel muß zur Vermeidung von Unwuchten streng symmetrisch erfolgen. Die Gabel wird mit ihrem Stiel auf einem PVC-Block (1) gelagert, damit beide Zinken frei schwingen können (Bild 1). Um unvermeidbare Unwuchten der Gabel (2) auszugleichen, empfiehlt es sich, den Gabelstiel nicht festzuschrauben, sondern unter Zwischenlegung zweier etwa 0,5 mm dicker Weichgummiplatten (3) nur festzuklemmen. In der Schwingungsebene der Zinken sind 5 bis 10 mm von diesen entfernt als elektromagnetische Anregungssysteme zwei Kopfhörerspulen auf seitlich etwas verschiebbaren Blechwinkeln (4) angebracht. Die näher an der Gabelzinke gelegene Erregerspule (5) hat im Mustergerät eine Impedanz von 5 Ω, die etwas weiter abliegende Abnehmerspule (6) dagegen ist mit 2000 Ω relativ hochohmig. Prinzipiell können auch beide Systeme mit hochohmigen Spulen ausgerüstet werden. Unter Umständen kann dann im Verstärkerteil der Ausgangsübertrager eingespart und durch einen ohmschen Widerstand von einigen Kiloohm ersetzt werden. Die Ankopplung an die Erregerspule erfolgt dann über einen Kondensator von einigen Mikrofarad. Die elektromagnetische Selbsterregung besorgt ein zweistufiger Regelverstärker (Bild 2), dessen Eingang die in den Abnehmerspulen durch die Gabelschwingungen induzierte Wechselspannung zugeführt wird. Die verstärkte Eingangsspannung gelangt über einen handelsüblichen Rundfunkausgangsübertrager (Primärimp. 6,4/12,8/20 kΩ, Sekundärimp. 3,5 bis 4,5 Ω) auf die niederohmigen Erregerspulen. Bei richtiger Phasenlage von Eingangs- und Ausgangsspannung wird die Stimmgabel zu ungedämpften harmonischen Schwingungen angeregt. Um einerseits ein sicheres Anschwingen des Oszillators zu gewährleisten, andererseits aber ein Übersteuern des Verstärkers im eingeschwungenen Zustand zu verhindern, wird ein Teil der Ausgangswechselspannung gleichgerichtet und der ersten Stufe des Verstärkers als Regelspannung – analog zur Schwundregelung bei Rundfunkempfängern – zugeführt. Bei gut ausgewuchteten Stimmgabeln kann der Einschwingvorgang nach Einschalten des Gerätes mehrere Minuten dauern; bei der ersten

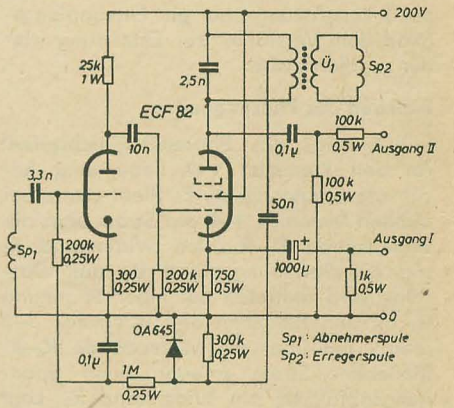


Bild 2: Regelverstärker

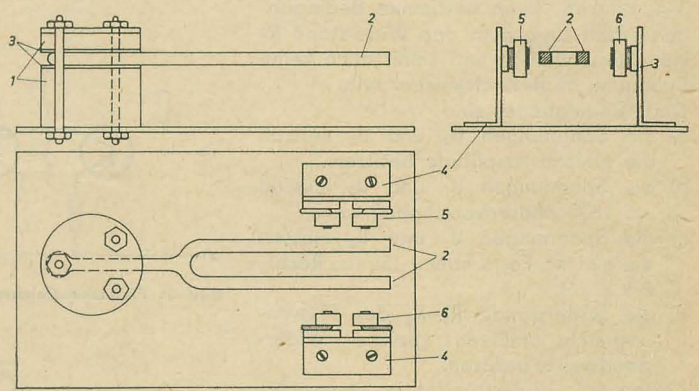


Bild 1: Mechanischer Aufbau des Stimmgabeloszillators

Inbetriebnahme empfiehlt es sich deshalb, wenn die Gabel nicht von selbst zu schwingen beginnt, sie mechanisch anzureißen und den Schwingungsvorgang am Oszillografen zu verfolgen. Unter Umständen müssen die Anschlüsse der Erreger- oder Abnehmerspulen umgepolt und die Abstände der Spulen von den Gabelzinken variiert werden.

Verbesserung der Frequenzkonstanz

Die Frequenz des Oszillators ist nach Kohlrausch [1] außer von der mechanischen Eigenfrequenz der Gabel noch von folgenden Faktoren abhängig:

1. Magnetisierung der Anregungssysteme (Abnehmer- und Erregerspulen)
2. Abstand zwischen Gabelzinken und Anregungssystemen
3. Luftdruck
4. Gabeltemperatur
5. Rückwirkung der Stimmgabelhalterung
6. elektrische Betriebsbedingungen der Schaltung

Soll die Frequenzkonstanz des Oszillators noch verbessert werden, müssen alle diese Punkte berücksichtigt werden. In den Anregungssystemen dürfen dann nur künstlich gealterte Dauermagneten Verwendung finden. Der Abstand zwischen Anregungssystemen und Gabelzinken soll möglichst groß, die Amplitude klein gehalten werden. Der Abstand zwischen Gabelzinken und Anregungssystemen beeinflußt nicht nur die Frequenz, sondern auch die Kurvenform der Schwingungen. Der Abstand der Abnehmerspule von den Zinken soll vor allem möglichst groß sein, damit demgegenüber die Amplitude der Gabelschwingungen zu vernachlässigen ist. Die Gabel soll zwar hörbar, aber auf keinen Fall so laut schwingen, daß schon mit dem Ohr nichtlineare Verzerrungen (Klirren) wahrnehmbar sind. Bei sehr großen Amplituden verringert sich außerdem die Eigenfrequenz der Gabel. Bringt man die Gabel mit den Anregungssystemen in einem luftdicht abgeschlossenen Thermostaten unter, so erhöht sich die Frequenzkonstanz noch wesentlich. Ändert sich doch bei einer Temperaturerhöhung um 1 °C die Frequenz einer Stahlgabel nach Eder [2] um $-0{,}9$ bis $-1{,}4 \cdot 10^{-4}$. Eine weitere Verbesserung bringt die Verwendung von Speziallegierungen als Gabelmaterial. Luftdicht soll der Thermostat deshalb sein, weil die Frequenz je Torr Druckanstieg um $0{,}3 \cdot 10^{-6}$ abfällt. Der Einfluß der Stimmgabelhalterung wird gering bei der oben beschriebenen Lagerung des Gabelstiels zwischen Gummiplatten. Um den Einfluß der elektrischen Parameter klein zu halten, müssen Heiz- und Anodenspannung stabilisiert sein. Bei höchsten Ansprüchen an die Frequenzkonstanz muß dafür gesorgt werden, daß die Erregerspulen immer von einer hochkonstanten Wechselspannung gespeist werden. Eine besonders konstante Amplitude erhält man, wenn die Ausgangswechselspannung nicht geregelt, sondern begrenzt wird. Auf diese Weise verhindert man auch mit Sicherheit ein langsames Pendeln der Erregerspannung, was bei Verwendung von Stimmgabeln hoher mechanischer Güte sehr störend in Erscheinung treten kann.

Eichen des Oszillators

Da die Frequenzkonstanz des Stimmgabeloszillators größer als die der handelsüblichen NF-Generatoren sein soll, kann eine Absoluteichung nur mit Hilfe eines quarzstabilisierten Generators erfolgen. Am besten eignet sich dazu natürlich ein Zählfrequenzmesser mit dekadischer Anzeige. Aber auch mit Hilfe der Darstellung von Lissajous-Figuren [3] auf einem Oszillografen kann ein Frequenzvergleich durchgeführt werden. Steht kein quarzstabilisierter Eichgenerator zur Verfügung, so kann man sich mit den vom Rundfunk zu bestimmten Zeiten ausgestrahlten Normalfrequenzen (440 Hz und 1000 Hz) behelfen. Zur Grobabstimmung befeilt man die Gabelzinken in der oben angegebenen Weise, bis die Frequenz des Stimmgabeloszillators die Sollfrequenz etwa erreicht hat. Die Feinabstimmung, die sich bei erhöhten Ansprüchen über Wochen hinziehen kann, erfolgt dann mit Schaber und Sandpapier.

Literatur

[1] Kohlrausch, F.: Praktische Physik, Bd. II. B. G. Teubner, Leipzig, 1955

[2] Eder, Franz X.: Moderne Meßmethoden der Physik, Teil I, Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1952

[3] Czech, J.: Der Elektronenstrahl-Oszillograf. Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1955

Eine erweiterte monostabile Kippschaltung

MICHAEL ROTH

Teil 1

Den allgemein üblichen Weg zur Erzeugung gegenphasiger Rechteckimpulse großer Amplitude mit großen Flankensteilheiten zeigt das Blockschaltbild Bild 1.
Der Schmitt-Trigger hat die Aufgabe, die zur Aussteuerung der monostabilen Kippschaltung benötigten Nadelimpulse aus Impulsen beliebiger Form zu erzeugen. Da an ihm Rechteckimpulse entstehen, folgt ihm unmittelbar ein Differenziernetzwerk. Aus den Nadelimpulsen, die durch die Differentiation entstehen, formt die folgende monostabile Kippstufe Rechteckimpulse der gewünschten Flankensteilheit und Impulsbreite.
Eine dafür übliche Schaltung zeigt Bild 2. Hierbei bedeuten:

C_a die Anodenkapazität,
C_s die Schaltkapazität,
C_L die Lastkapazität und
C_2 die Koppelkapazität

Diese Schaltung besitzt in der Rückkopplungsschleife mit R_3 und R_4 eine gleich-

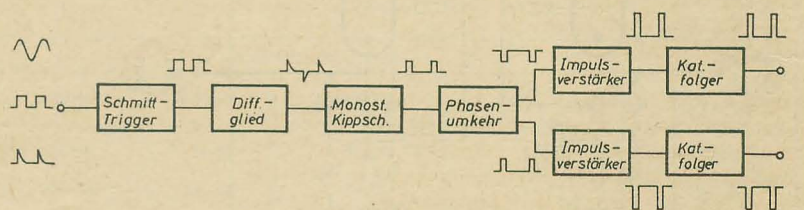


Bild 1: Blockschaltbild zur Erzeugung gegenphasiger Rechteckimpulse großer Amplitude und Flankensteilheit

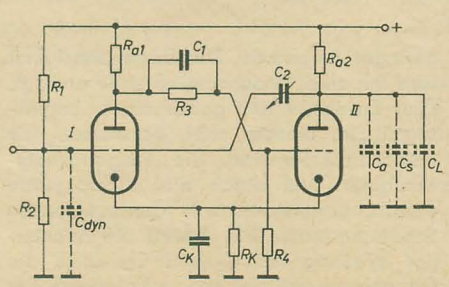


Bild 2: Ubliche Schaltung zur Erzeugung von Rechteckimpulsen

strommäßige und mit C_2 eine veränderbare wechselstrommäßige Kopplung. C_L dient zur Verbesserung der gleichstrommäßigen Kopplung. Mit C_2 wird die Impulsbreite eingestellt. Werden mit dieser Schaltung unmittelbar Impulse großer Amplitude erzeugt, so sind die beiden Außenwiderstände R_{a1} und R_{a2} groß. Die Schleifenverstärkung (aufgeschnittener Kreis) hat mit

$$V_0 \approx \left(\frac{\mu \cdot R_a}{R_i + R_a}\right)^2$$

einen Wert, der groß gegen 1 ist.

Die Kippzeit der Stufe ist dadurch gegenüber der Einschwingzeit des Anodenspannungssprunges sehr klein. Die Flankendauer des entstehenden Impulses wird nur von der Anodenzeitkonstante

$$T_a = R_a (C_a + C_s + C_L + C_2)$$

beim positiven Sprung und

$$T_a' = \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}\left(C_a + C_s + C_L + \frac{C_2 \cdot C_{dyn}}{C_2 + C_{dyn}}\right)$$

beim negativen Sprung bestimmt. Da T_a größer als T_a' ist, wird die Qualität der Rechteckimpulse nur von der positiven Flanke bestimmt. Bei vorgegebenen Anodenspannungssprüngen von

$$\Delta U_a = \Delta I_a \cdot R_a$$

ist R_a eine feste Größe. ΔI_a wird von der gewählten Röhre bestimmt und kann einen Maximalwert $\Delta I_{a\,max}$ nicht überschreiten.

Die Anodenkapazität C_a ist ebenfalls eine feste Größe. Sie ist aber gegenüber der Lastkapazität C_L und der Koppelkapazität C_2 sehr klein. Folgt der Kippstufe ein Katodenfolger, so ist auch C_L sehr klein. Die bestimmende Größe ist dann allein die Koppelkapazität C_2. Sie ist nur beim positiven Spannungssprung voll wirksam, da hierbei die Gitter-Katodenstrecke des ersten Systems infolge der Übersteuerung zur Diode wird. C_2 liegt dann niederohmig (200 Ω) an Masse. Je höher der Spannungssprung ΔU_a gegenüber der Sperrspannung U_{sp} ist, um so größer ist der Einfluß von C_2 (Bild 3).

Da die dynamische Kapazität

$$C_{dyn} = C_{ga}\left(1 + \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}\right)$$

der Triode bei großem R_a groß ist, bleibt die Koppelkapazität auch dann noch ziemlich stark wirksam (Reihenschaltung von C_2 und C_{dyn}), wenn die eben beschriebene Erscheinung nicht zutrifft. Der Einfluß von C_2 wird allgemein dadurch herabgesetzt, daß man R_a und damit ΔU_a klein wählt (im Bild 3 ΔU_a^*). Man erhält so Impulse der gewünschten Flankensteilheit und Impulsbreite jedoch zu geringer Amplitude. Die Gegenphasigkeit wird mit einer Phasenumkehrstufe erzeugt. Zum Erreichen der gewünschten Impulsamplitude dienen zwei Verstärker, die meist einstufig sind. Die Ausgangskatodenfolger sind durch die nachfolgende Belastung notwendig. In der erweiterten Schaltung nach Bild 4 wird die nachteilige Wirkung von C_2 und C_L durch die Doppelverwendung der Katodenfolger gleichzeitig aufgehoben. Da ihre Eingangswiderstände sehr groß, ihre Ausgangskapazitäten und ihre Ausgangswiderstände sehr klein sind, dienen sie einmal zum möglichst lastlosen Schließen des kapazitiven Teils der Rückkoppelschleife und zum anderen als Ausgangskatodenfolger zur Impedanzwandlung (Stromverstärkung). In dieser Schaltung werden Phasenumkehrstufe und Impulsverstärker eingespart. Die Anodenzeitkonstante T_a ist hier auf ein Minimum reduziert. Die Schleifenverstärkung der Stufe ist durch die größeren Außenwiderstände > 1, so daß eine Katodenkopplung zwischen den zwei Systemen zulässig ist. Damit entfallen der Spannungsteiler R_3, R_4 und der Katodenkondensator C_k. An den Anoden entstehen durch den symmetrischen Aufbau der Kippstufe gleichgroße gegenphasige Rechteckimpulse. Je nach Tastverhältnis T'/T der Rechteckimpulse verschiebt sich ihr Gleichspannungswert. Bei Tastverhältnissen $T'/T < 0{,}1$ ist diese Verschiebung bei der Aussteuerung der Katodenfolger unwesentlich. Bei größeren Werten ist es günstig, durch eine Clampingschaltung den gleichen vom Tastverhältnis unabhängigen Gleichspannungswert aufzuprägen. Aus diesem Grunde ist für solche Fälle die Schaltung nach Bild 5 geeigneter.

Bild 6 zeigt die Funktion der Clampingschaltung. Da die Diode D_1 nur während der Zeit des positiven Rückens (T–T') der Impulsfolge leitend ist, lädt sich der Koppelkondensator C_1 auf den Wert $U_{v1} = U_{k2} - U_{g2}$ auf und spannt diese vor. Die negativen Impulse steuern damit die Röhre vom Arbeitspunkt stets nur in negativer Richtung aus. Entsprechendes gilt für die positive Impulsfolge.

Da die Eingangskapazität der Katodenfolger sehr klein ist, werden die Anoden der Kippstufe nur gering belastet. Beim Aufbau der Schaltung ist besonders darauf zu achten, daß die Schaltkapazität C_s durch günstige Leistungsführung extrem klein wird.

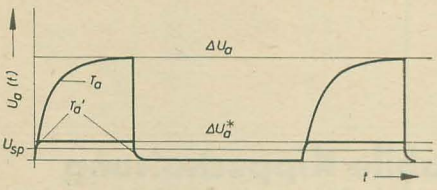


Bild 3: Einschwingvorgang an den Anoden nach der Schaltung Bild 2

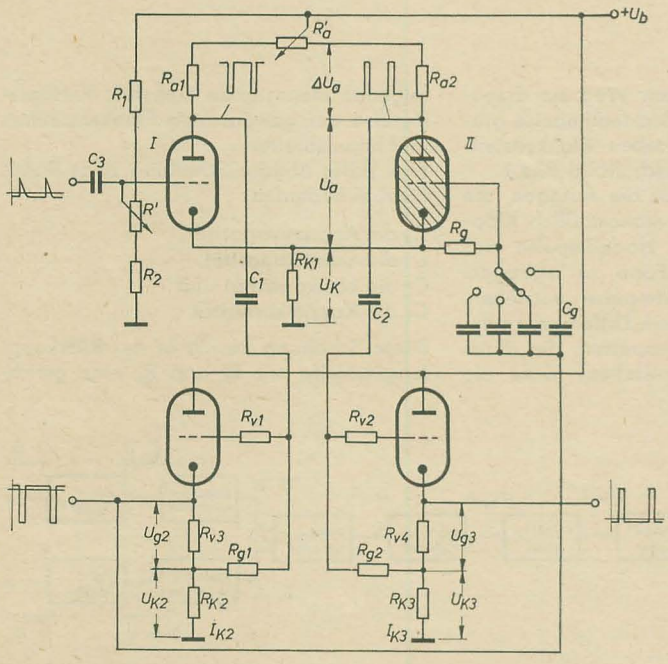


Bild 4: Erweiterte monostabile Kippschaltung für Impulse mit kleinem Tastverhältnis

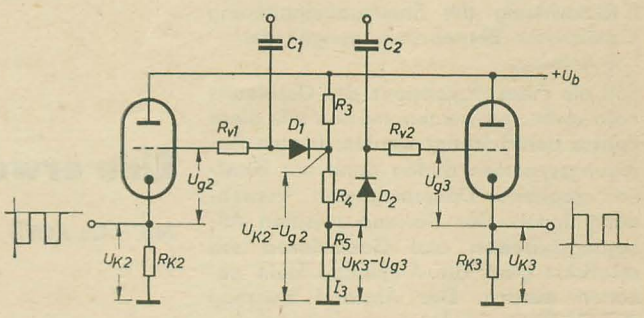


Bild 5: Änderung der Katodenfolgerankopplung nach Bild 4 für große Tastverhältnisse

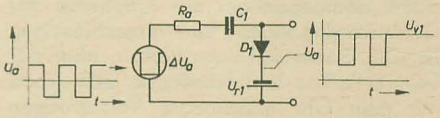


Bild 6: Clamping-Vorgang nach Schaltung Bild 4 [$R_a \ll R_i$ (Röhre)]

K. STURM

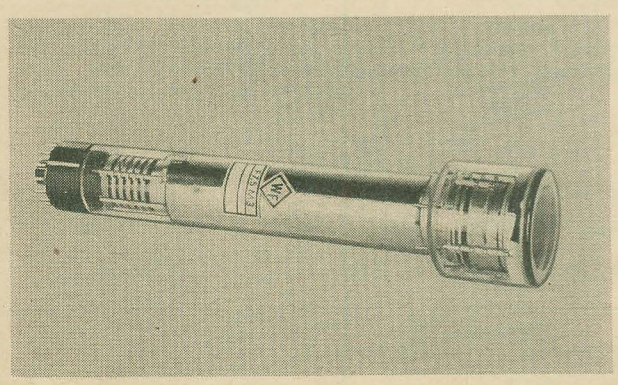
Superorthikon-Röhren F 7,5 M 2 F 7,5 M 3 F 11,5 M 1

Für die Bildaufnahme beim Fernsehen werden heute Superorthikon-, Endikon- und Superikonoskop-Röhren hergestellt, wobei das Superikonoskop nur noch für die Nachbestückung bestimmt ist. Superorthikon-Röhren besitzen eine hohe Lichtempfindlichkeit und können beim Fernsehrundfunk sowohl im Studio als auch in Reportagekameras eingesetzt werden. Sie eignen sich außerdem für industrielle Fernsehanlagen.
Im Vergleich mit dem Superikonoskop ist beim Superorthikon der für ein einwandfreies Bild benötigte Lichtstrom um etwa den Faktor 50 geringer. Die Fernsehübertragungen sind somit weniger von den Lichtverhältnissen abhängig. Im Studiobetrieb bietet die hohe Empfindlichkeit die Möglichkeit, die Blendeneinstellung an der Kamera ausschließlich als künstlerisches Gestaltungsmittel einzusetzen. Für die Reportage ist dieser Röhrentyp unentbehrlich.

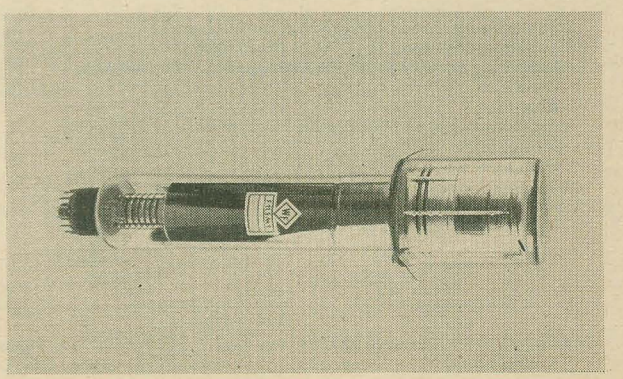
Superorthikon-Röhren F 7,5 M 2; F 7,5 M 3

Die F 7,5 M 2 und F 7,5 M 3 unterscheiden sich entsprechend ihrem Einsatz für Studio- oder Reportagekameras. Das Superorthikon F 7,5 M 2 ist eine universelle Bildaufnahmeröhre mit mittlerer Speicherkapazität. Sie ist besonders für den Reportagebetrieb geeignet, da sie die erforderliche Lichtempfindlichkeit besitzt.
Dagegen ist das Superorthikon F 7,5 M 3 eine spezielle für den Studiobetrieb vorgesehene Bildaufnahmeröhre mit besonders günstigem Signal/Rauschabstand und einem gleichmäßigen Bildsignal bei geringsten geometrischen Verzerrungen des wiedergegebenen Bildes. Die Röhre liefert kräftig graduierte Bilder großer Randschärfe bei geringem Störsignal.

Das **Superorthikon F 11,5 M 1** kann in Studio- als auch in Reportagekameras verwendet werden und erfüllt dabei alle Voraussetzungen für eine einwandfreie magnetische Bandaufzeichnung von Fernsehaufnahmen. Neben der hohen Lichtempfindlichkeit sind an hervorstechenden Eigenschaften zu nennen: erhöhtes Auflösungsvermögen bei tadelloser Bildgeometrie; gleichmäßiges Bildsignal und besonders günstiges Signal-Rauschverhältnis; hervorragende Gradation und gute Randschärfe.
Für das Farbfernsehen werden vom Hersteller ausgesuchte Superorthikon-Röhren zu einem Satz zusammengestellt.



Superorthikon F 7,5 M 3



Superorthikon F 11,5 M 1

Technische Daten	F 7,5 M 2	F 7,5 M 3	F 11,5 M 1
Masse in g	≈ 410	≈ 410	≈ 1100
Röhren-Standard	TGL 15870		
Sockel oben	7–63,5	7–63,5	8–95,5
			5-Federkontaktring
unten	14–44 B	14–44 B	14–44 B
Format des optischen Bildes auf der Fotokatode in mm	max 24 × 32	max 24 × 32	max 24 × 32
Format des elektrischen Ladungsspeicherbildes auf der Speicherelektrode in mm	max 21 × 28	max 21 × 28	max 36 × 48
ELEKTRISCHE WERTE			
Strahlkatode indirekt geheizte Oxidkatode			
Fotokatode Silber-Wismut-Katode			
Maximum der spektralen Empfindlichkeit λ_{max} in nm	520 ± 30	520 ± 30	520 ± 30
Langwellige Grenze λ_{grenz} in nm	≧ 700	≧ 700	≧ 700
Strahlfokussierung	magnetisch	magnetisch	magnetisch
Strahlablenkung	magnetisch	magnetisch	magnetisch
Strahljustierung	magnetisch	magnetisch	magnetisch
magnetische Feldstärke in Fotokatodenebene in Gauß			≈ 120
in Speicherplattenebene in Gauß			60···70
in der Mitte der Fokussierspulen in Gauß	75	75	
Ausrichtung (regelbar) in Gauß		0···3	0···3
BETRIEBS- UND GRENZWERTE			
Heizspannung U_f in V	6,3 ± 5%	6,3 ± 5%	6,3 ± 5%
Heizstrom I_f in A	0,3	0,3	0,3
Spannung an der Beschleunigungselektrode U_{g6} in V	− 150···− 400	− 150···− 400	− 80···− 200
Spannung an der Fotokatode $U_{k\ foto}$ in V	− 300···− 600	− 300···− 600	− 200···− 600
Spannung an der Speicherelektrode gesperrt $U_{speicher\ sperr}$ in V	+ 8···+ 2	+ 8···+ 2	− 2···− 5
bei Betrieb $U_{Speicher}$ in V	+ 2···+ 3	+ 2···+ 3	+ 2···+ 4
Austastimpuls (Spitze-Spitze) $U_{ss\ min}$ in V	− 4···− 5	− 4···− 5	− 5
Spannung an der Zwischenelektrode U_{g5} in V	0···150	0···150	− 100···+ 250
Spannung am Wandbelag (Strahlfokussierung) U_{g4} in V	+ 120···+ 250	+ 120···+ 250	+ 100···+ 200
Feldnetzspannung (über U_{g4}) $U_{Feldnetz}$			+ 5···+ 25
Spannung der Umlenkelektrode (SEV-Fokussierung) U_{g3} in V	+ 200···+ 350	+ 200···+ 350	+ 215···+ 350
Spannung der Strahlanode/Dynod 1 $U_{g2/d1}$ in V	+ 300	+ 300	+ 300
Steuerelektrode			
gesperrt $U_{g1\ sperr}$ in V	− 30···− 100	− 30···− 100	− 25···− 115
bei Betrieb U_{g1} in V	0···− 100	0···− 100	− 4···− 115
Spannungen an den Dynoden			
U_{d2} in V	+ 600	+ 600	+ 600
U_{d3} in V	+ 900	+ 900	+ 900
U_{d4} in V	+ 1200	+ 1200	+ 1200
U_{d5} in V	+ 1500	+ 1500	+ 1500
Spannung an der SEV-Anode U_a in V	+ 1550···+ 1650	+ 1550···+ 1650	+ 1550···1650
Anodenstrom I_a in µA	30···200	30···200	30···100
Kapazität der SEV-Anode gegen alle übrigen Elektroden $C_{a/-}$ in pF	max 13	max 13	max 13
Kolbentemperatur am Bildwandler			
$t_{k\ min}$ in °C	+ 35	+ 35	+ 35
$t_{k\ max}$ in °C	+ 60	+ 60	+ 60
maximal zulässige Temperaturdifferenz am Kolben $\Delta t_{k\ max}$ in °C	± 5	± 5	± 5
QUALITÄTSPARAMETER UND BESONDERHEITEN			
Signalausgangsstrom I_S in µA (Spitze-Spitze)	min 15[1])	min 15[1])	min 15[2])
Signal/Rauschabstand I_S/I_R in dB (Normalwert)	30	33	34
Abweichung der Bildgeometrie, bezogen auf die Bildhöhe			
Zone I	max 1%	max 1%	max 1%
Zone II	max 2%	max 2%	max 2%
Modulationstiefe des Bildsignals bei 5 MHz			
$M_{I\ min}$ in %	35	40	60
$M_{II\ min}$ in %	20	35	50
Störsignal bezogen auf Schwarz-Weiß-Sprung			
im Schwarzwert $I_{stör\ max}$ in %	10	10	15
im Weißwert $I_{stör\ max}$ in %	25	25	25

[1]) bei einer Beleuchtungsstärke E von max. 0,8 Lx („Knie" der Signal-Licht-Charakteristik)
[2]) Beleuchtungsstärke E von max. 1,2 Lx („Knie" der Signal-Licht-Charakteristik)

radio und fernsehen | 14 (1965) H. 10

Gleichspannungsstabilisierung mit Zenerdioden (3)

Bd. Rg. 3
Blatt 3 und Schluß

Labor- und Berechnungsunterlagen

DK 621. 3.072.2

4. Berechnungsbeispiele

Die nachfolgenden Berechnungsbeispiele beziehen sich auf Bild 2.

4.1. Beispiel 1

Zu berechnen sind R_1 und die Stabilisierungsdaten, wenn folgende Werte gegeben sind:

$U_a = 6\,V$, $r_z = 10\,\Omega$ (für $I_z = 5\,mA$)

$I_{a\,max} = 17\,mA$, $I_{z\,max} = 19\,mA$, $U_{e\,max} = 18\,V$

$I_{a\,min} = 15\,mA$, $I_{z\,min} = 3\,mA$, $U_{e\,min} = 14\,V$

$$R_{1\,max} = \frac{14-6}{3+17}\cdot 10^3\,\Omega = 400\,\Omega \qquad \text{nach Gl. (5)}$$

$$R_{1\,min} = \frac{18-6}{19+15}\cdot 10^3\,\Omega = 352\,\Omega \qquad \text{nach Gl. (7)}$$

Es wird ein mittlerer Wert von $R_1 = 370\,\Omega$ gewählt.

$$G = 1 + \frac{370}{10} = 38 \qquad \text{nach Gl. (9)}$$

$$S = \left(1 + \frac{370}{10}\right)\frac{6}{16} = 14{,}2 \qquad \text{nach Gl. (10)}$$

$$S_{max} = \frac{6\cdot 10^3}{10\,(11+16)} = 22{,}2 \qquad \text{nach Gl. (15)}$$

$$R_e = \frac{370\cdot 10}{370+10} = 9{,}72\,\Omega \qquad \text{nach Gl. (16)}$$

4.2. Beispiel 2

Die Stromaufnahme einer Schaltung beträgt 0···15 mA bei 12 V. Die Eingangsspannung kann um ± 50% schwanken, in ihrer absoluten Größe jedoch frei gewählt werden. Zur Verfügung steht eine Zenerdiode mit 1 W Verlustleistung. Zusätzliche Bedingung $I_{z\,min} = 5\,mA$. Zu berechnen sind die Werte der Stabilisierungsschaltung U_e, R_1, $N_{R\,max}$

$$I_{z\,max} = \frac{1\,W}{12\,V} = 83{,}3\,mA$$

$$U_{e\,max} = 1{,}5\,U_e, \qquad U_{e\,min} = 0{,}5\,U_e$$

$$\alpha = \frac{1{,}5}{0{,}5} = 3 \qquad \text{nach Gl. (31)}$$

Die Realisierungsbedingung $I_{z\,max} > \alpha\,(I_{a\,max} + I_{z\,min}) - I_{a\,min}$ nach Gl. (37) ist erfüllt, wenn man die jeweiligen Werte einsetzt: 83,3 mA > 60 mA.

$$U_{e\,min} = 12\,V\,\frac{83{,}3\,mA - (15\,mA + 5\,mA)}{83{,}3\,mA - (45\,mA + 15\,mA} = 32{,}5\,V$$

nach Gl. (36)

$$U_{e\,max} = 3\cdot 32{,}5\,V = 97{,}5\,V \qquad \text{nach Gl. (31)}$$

$$U_e = \frac{U_{e\,max}}{1{,}5} = \frac{97{,}5\,V}{1{,}5} = 65\,V \qquad \text{nach Gl. (31)}$$

$$R_1 = \frac{32{,}5\,V\cdot(3-1)}{83{,}3\,mA - (15\,mA + 5\,mA)} = 1030\,\Omega$$

nach Gl. (34)

$$N_{R1\,max} = (97{,}5\,V - 12\,V)\,(83{,}3\,mA) = 7{,}1\,W \qquad \text{nach Gl. (30)}$$

Entsprechend dem Wert der Verlustleistung muß ein Drahtwiderstand verwendet werden. Zur Wahl eines Normwertes darf der nach Gl. (34) berechnete Wert von R_1 nur aufgerundet werden, da bei Wahl eines kleineren Wertes $I_{z\,max}$ überschritten würde. Es kann entweder ein Festwiderstand mit dem nächsthöheren Normwert (1,1 kΩ) oder ein Widerstand mit Schelle verwendet werden, wobei der errechnete Wert eingestellt wird. Bei Wahl des nächsthöheren Wertes ist eine Korrektur der Eingangsspannung U_e erforderlich. Korrektur der Spannung für $R_1' = 1100\,\Omega$ (TGL 200–8041).

$$U_{e'\,min} = U_a + R'_1\,(I_{a\,max} + I_{z\,min})$$
$$= 12\,V + 1100\,\Omega\,(15\,mA + 5\,mA) = 34\,V$$

$$U_{e'} = \frac{U_{e'\,min}}{0{,}5} = 68\,V$$

$$U_{e'\,max} = 1{,}5\cdot U_{e'} = 102\,V$$

$$I'_{z\,max} = \frac{U_{e'\,max} - U_a}{R_1'} - I_{a\,min} = \frac{102\,V - 12\,V}{1100\,\Omega} = 82\,mA$$

$$N_R' = (102\,V - 12\,V)\,(82\,mA) = 7{,}35\,W$$

4.3. Beispiel 3

Aus einer Spannungsquelle mit $U_e \begin{matrix}+10\,\%\\-50\,\%\end{matrix}$ soll eine Schaltung gespeist werden, die bei 6 V einen Strom von 6 mA zieht und dauernd angeschlossen ist. Die zur Verfügung stehende Zenerdiode besitzt 250 mW Verlustleistung. Zusätzliche Bedingung $I_{z\,min} = 2\,mA$. Die Stabilisierungsschaltung ist im Hinblick auf geringste Leistungsaufnahme zu dimensionieren!

$$I_{z\,max} = \frac{250\,mW}{6\,V} = 41{,}8\,mA$$

$$I_a = I_{a\,max} = I_{a\,min} = 6\,mA$$

$$\left.\begin{matrix}U_{e\,max} = 1{,}1\cdot U_e\\ U_{e\,min} = 0{,}5\cdot U_e\end{matrix}\right\}\ \alpha = \frac{1{,}1}{0{,}5} = 2{,}2 \qquad \text{nach Gl. (31)}$$

Die Realisierungsbedingung nach Gl. (37) ist erfüllt, da 41,8 mA > 11,6 mA. Die Realisierungsbedingung nach Gl. (42) ist ebenfalls erfüllt (41,8 mA > 24,6 mA), somit kann die Schaltung für min. Leistungsaufnahme dimensioniert werden.

$$U_{e\,min} = 6\,V\left(1 + \sqrt{\frac{2{,}2-1}{2{,}2}}\right) = 10{,}45\,V \qquad \text{nach Gl. (40)}$$

$$U_{e\,max} = 2{,}2\cdot 10{,}45\,V = 23\,V \qquad \text{nach Gl. (31)}$$

$$U_e = \frac{23\,V}{1{,}1} = 20{,}9\,V$$

$$R_1 = \frac{6\,V}{8\,mA}\sqrt{\frac{2{,}2-1}{2{,}2}} = 555\,\Omega \qquad \text{nach Gl. (41)}$$

$$N_{R1\,max} = \frac{(23\,V - 6\,V)^2}{555\,\Omega} = 0{,}52\,W \qquad \text{nach Gl. (30)}$$

Es kann ein Kohleschichtwiderstand von 560 Ω, 1 W verwendet werden. Korrektur von U_e nicht erforderlich, da Abweichung des gewählten Wertes vom Rechenwert sehr gering (< 1%).

4.4 Beispiel 4

Es ist der thermische Zenerwiderstand und der Gleichstromzenerwiderstand nach folgenden Angaben zu berechnen:

4.4.1. Leistungszenerdiode SZ 512

$U_{z\,nenn} = 12\ V$

$r_{z\sim} \leqq 8\ \Omega$ (bei $I_z = 50$ mA)

$T_K = 7 \cdot 10^{-4}\ (°C)^{-1}$

$R_{th} = \begin{cases} 100\ grad/W & \text{ohne Kühlfläche} \\ 20\ grad/W & \text{mit Kühlfläche } 80 \times 80 \times 2\ mm \end{cases}$

Mit $r_{z\,th} = U_z^2 \cdot T_K \cdot R_{th}$ nach Gl. (19) folgt

$$r_{z\,th} = (12\,V)^2\, 7 \cdot 10^{-4}\ (°C)^{-1} \cdot 100\ \frac{°C}{W} = 10\ \Omega$$

$$r_z^*{}_{th} = (12\ V)^2\, 7 \cdot 10^{-4}\ (°C)^{-1} \cdot 20\ \frac{°C}{W} = 2\ \Omega$$

Nach Gl. (21) ergibt sich

$r_{z-} = r_{z\,50} + r_{z\,th} = 8\ \Omega + 10\ \Omega = 18\ \Omega$ (ohne Kühlfläche)

$r_{z-}{}^* = r_{z\,50} + r_z^*{}_{th} = 8\ \Omega + 2\ \Omega = 10\ \Omega$ (mit Kühlfläche)

4.4.2. Zenerdiode ZA 250/12

$U_{z\,nenn} = 12\ V$

$r_{z\sim} \leqq 70\ \Omega$ (bei $I_z = 3$ mA)

$T_K \leqq 9{,}2 \cdot 10^{-4}\ (°C)^{-1}$

$R_{th} = 0{,}5\ °C/mW$

Mit Gl. (19): $r_{z\,th} \leqq (12\ V)^2\, 9{,}2 \cdot 10^{-4}\ (°C)^{-1} \cdot \frac{0{,}5°C}{mW} = 66\ \Omega$

Mit Gl. (21): $r_{z-} \leqq r_{z\,50} + r_{z\,th} = 70\ \Omega + 66\ \Omega = 136\ \Omega$

5. Zusätzliches

Zenerdioden kann man genauso wie Glimmstreckenstabilisatoren auch in Reihe schalten, wenn höhere Spannungen stabilisiert werden sollen (Bild 10). Aus Gründen eines geringen dynamischen Widerstandes sowie eines geringen T_K ist es meist vorteilhafter, bei erwünschten höheren Ausgangsspannungen mehrere Zenerdioden kleinerer Durchbruchspannung hintereinander zu schalten als eine Zenerdiode höherer Durchbruchspannung zu verwenden. Es

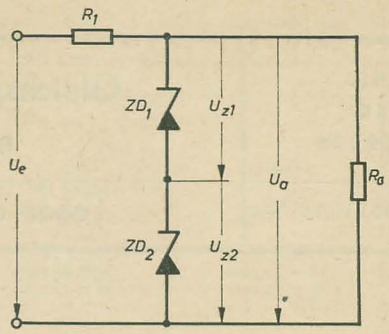


Bild 10

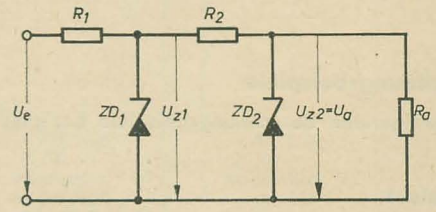


Bild 11

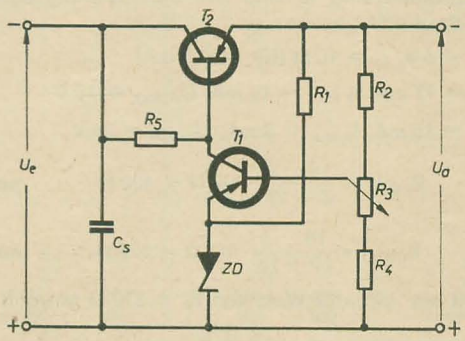


Bild 12

können bei Reihenschaltung insgesamt auch höhere Verbraucherleistungen stabilisiert werden, da sich die Verlustleistungen der Zenerdioden addieren.

Die Stabilisierung läßt sich auch mehrstufig ausführen (Bild 11), womit höhere Stabilisierungsfaktoren S erreichbar sind. Diese Anordnung ist dabei vorteilhafter als bei Glimmstreckenstabilisatoren, da der Unterschied der Zenerspannungen nicht sehr groß zu sein braucht. Es können z. B. schon Dioden mit Zenerspannungen von 8 V und 6 V hintereinandergeschaltet werden. Mit einer relativ kleinen Speisespannung ergibt sich so eine sehr wirksame Stabilisierung. Schließlich soll noch der Einsatz der Zenerdiode als Referenzdiode in Regelschaltungen erwähnt werden. Bild 12 zeigt dazu die übliche Grundschaltung.

Literatur

[1] Rumpf, K.-H.: Neuartige Zweipole auf Halbleiterbasis. radio und fernsehen 9 (1960), H. 6, S. 168–171

[2] Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik, Teltow, 61 DTG

[3] Zipperling, H., und Kirchner, W.: Dimensionierung von Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden. radio und fernsehen 11 (1962), H. 14, S. 433–434

[4] Steinke, L.: Einfache Berechnung von Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden. radio und fernsehen 11 (1962), H. 8, S. 261

[5] Bottke, E.: Das Wichtigste über Zenerdioden. radio und fernsehen 11 (1962), H. 10, S. 307–309

[6] Belter, K.: Schaltungen mit Zenerdioden. radio und fernsehen 12 (1963), H. 2, S. 48

[7] Der Transistorstabilisator für Spannung oder Strom mit Zenerdiode. radio mentor 24 (1958), H. 9, S. 606

[8] Möhring, R.: Einfache Schaltung zur Stabilisierung einer Wechselspannung und einer Gleichspannung mit einer Zenerdiode. Nachrichtentechnik 12 (1962), H. 9, S. 332

[9] Stöhr, H. J.: Bemerkungen zum Stabilisierungsverhalten von Zenerdioden. Elektronische Rundschau 16 (1962), H. 7, S. 297

[10] Lennartz, H.: Zenerdioden. Funktechnik 12 (1957), H. 9, S. 281–283

[11] Halbleiterbauelemente in der Meßtechnik. VDE-Buchreihe, Band 7. VDE-Verlag GmbH, Berlin

[12] Fischer, H. J.: Anwendungsmöglichkeiten von Silizium-Zenerdioden. radio und fernsehen 10 (1961), H. 3, S. 83–85

[13] Taeger, W.: Anwendungen von Zenerdioden in der Elektrotechnik und Elektronik. Elektronische Rundschau 13 (1959), H. 3, S. 94 und 96

[14] Taeger, W.: Halbleiter-Dioden, Wirkungsweise und Schaltungstechnik. Beilage zur Funktechnik 16 (1961), H. 18 und 19, S. 103 bis 111

[15] Rumpf, K.-H.: Bauelemente der Elektronik. VEB Verlag Technik, Berlin 1960

[16] RFT-Information über Halbleiterbauelemente. Februar 1963

[17] Spiesberger, G.: Spannungsstabilisierung mit Zenerdioden. Funktechnik 19 (1964), H. 5, S. 141–142

[18] Dutta Gupta, R. R., und Tyler, B.: Zenerdiode in stabilized transistor power supplies. Electronic technol., Bd. 38 (1961), Nr. 6, S. 228–229

[19] Beebe, M.: Equations and procedure for designing transistor or zener shunt regulators. electronics, Bd. 34 (1961), H. 26, S. 92

[20] Christoff, G.: Spannungsstabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden. Funktechnik 18 (1963), H. 15, S. 535–538 und H. 16, S. 567 bis 568

[21] Linvill, J. G.: Non-saturating pulse circuits using two junction transistors. Proc. IRE 43 (1955), S. 1826–1834

[22] Moin, W., und Wedenejew, G.: Silizum-Stabilitrons. Radio 35 (1959), H. 7, S. 42–46

In unserem Messebericht im Heft 9 (1965) konnten wir nicht auf alle Exponate der Sowjetunion eingehen. Wir bringen daher im folgenden einige Ergänzungen aus dem Gebiet der Bauelemente. So sind in Tabelle 1 die Kenn- und Grenzdaten der in Leipzig gezeigten sowjetischen Miniaturtransistoren zusammengestellt.

Während Tabelle 2 Auskunft über die technischen Eigenschaften der Mikrodrähte gibt, enthält Tabelle 3 die technischen Daten der Koaxial-HF-Steckverbindungen.

Tabelle 3: Technische Daten der sowjetischen Koaxial-HF-Steckverbindungen

Parameter	Type der Steckverbindung BP	BPΓ	MBP	Microtract
Betriebsspannung in $V_{=}$	500···1800	500···1800	350···500	100
Frequenz in MHz	3000···10 000	3000···10 000	500···9500	bis 3000
Fehlanpassung bei Frequenz in GHz	m < 1,1 3	m < 1,1 3	m < 1,1 0,5	m < 1,3 3
Fehlanpassung bei Frequenz in GHz	m < 1,3 10	m < 1,3 10	m < 2,6 9,5	– –
Übergangswiderstand in Ω	< 0,01	< 0,01	< 0,01	< 0,02
Lebensdauer (Zahl der Verb.)	> 500	> 500	> 250	> 250
Masse in g	8···90	8···90	2···14,5	–

Tabelle 1: Kenn- und Grenzdaten der sowjetischen Miniaturtransistoren

Transistor	Typ	Transitfrequenz f_T in MHz	Grenzfrequenz f_{max} in MHz	Grenzfrequenz aus der Stromverstärkung f_{h21b} in MHz	Kurzschlußstromverstärkung h_{21e}	Kollektor-Sperrschichtkapazität C_c in pF	Rückwirkungszeitkonstante $r_{b,b}C_c$ in ps	Kollektor-Basis-Sperrspannung I_{CBO} in µA	Gesamtverlustleistung P_{max} in mW	Sperrschichttemperatur $t_{j\,max}$ in °C	Kollektor-Basis-Spannung $V_{CB\,max}$ in V	Kollektor-Emitter-Spannung $V_{CE\,max}$ in V
ГТ 108 А – ГТ 108 Г	Ge-pnp legiert	–	–	0,5/1	20/250	30	3500	10	75	+ 80	15	–
ГТ 109 – ГТ 109 И	Ge-pnp legiert	–	–	1/5	20/250	30/40	3500	2/5	30	+ 80	18	6
2 Т 301 – 2 Т 301 Ж	Si-npn diffusionslegiert	–	30/60	–	20/120	10	–	100	150	+ 120	20/30	20/30
ГТ 309 А – ГТ 309 Е	Ge-pnp diffusionslegiert	40/120	–	–	20/180	10	500/1000	5	50	+ 70	–	10
ГТ 310 А – ГТ 310 Е	Ge-pnp diffusionslegiert	80/160	–	–	20/180	4/5	300/500	5	20	+ 75	12	10

Tabelle 2: Technische Eigenschaften der Mikrodrähte

Kenngrößen	Material des Drahtes Kupfer	Silber	Nickel	Manganin	Legierung 60 НГХ	Legierung 63 НГХ
Leiterdurchmesser, in µm	10—200	10—70	3—20	3—20	3—20	3—20
Manteldurchmesser, in µm	18—280	20—105	10—32	15—26	12—35	12—35
Widerstand, für je 1 m, in Ω	—	—	—	55 000—2000*	180 000—6000*	180 000—5000*
Arbeitstemperaturbereich, in °C	−60 ÷ +400	−60 ÷ +400	−60 ÷ +400	−60 ÷ +80	−60 ÷ +200	−60 ÷ +200
Isolationsdurchbruchspannung: in den Normalbedingungen, in V	≧ 1000—3000*	≧ 1500—2000*	≧ 1000—1500*	≧ 750	≧ 800	≧ 800
bei max. Arbeitstemperatur, in V	≧ 250—350*	≧ 200—350*	≧ 250—300*	≧ 250—500*	≧ 250—500*	≧ 250—500*
Temperaturkoeffizient des Widerstandes, in 1/grd	—	—	—	$\leqq \pm 6 \cdot 10^{-4}$	$\leqq -5 \cdot 10^{-5}$	$\leqq -5 \cdot 10^{-5}$
Durchbrennstromdichte bei den Normalbedingungen, in A/mm²	3000—400*	3000—600*	—	—	—	—
Thermokraft im Paar mit Kupfer, in µV/grd	—	—	—	≦ 5	≦ 2	≦ 3
Zugfestigkeit, g, nicht weniger, als	15—250*	20—200*	4—20*	5—9*	4—25*	4—25*
Verhältnis des zugelassenen Wicklungsdurchmessers zum Durchmesser des Mikrodrahtes	150	150	150	150	150	150

*) Die erste Zahl gehört dem Mikrodraht des kleineren, die zweite, dem Mikrodraht des größeren Durchmessers.

BAUANLEITUNG

Ein einfacher transistorisierter Emissionsstromstabilisator

Dipl.-Phys. J. LACHMANN

In vielen Geräten muß der Emissionsstrom einer Metallfadenkatode konstant gehalten werden. Dies ist z. B. bei Ionisationsmanometern nach Bayard-Alpert und bei Elektronenstoß-Ionenquellen in Massenspektrometern notwendig. In diesen Geräten arbeitet die Katode im Sättigungsgebiet. Deshalb bewirken sowohl Schwankungen des Heizstromes als auch Schwankungen der Katodenaustrittsarbeit relativ starke Änderungen des Emissionsstromes. Um feste Betriebsverhältnisse zu erhalten, reicht es daher nicht aus, nur den Heizstrom zu stabilisieren. Es muß vielmehr eine Anordnung benutzt werden, die den Heizstrom so einstellt, daß der Emissionsstrom immer den gewünschten konstanten Wert hat. Derartige Stabilisatoren wurden bisher meistens mit Elektronenröhren realisiert [1] [2] [3] [4]. Diese Geräte sind relativ aufwendig und unterliegen der den Elektronenröhren eigenen Abnutzung. In dem nachfolgenden Beitrag wird eine Schaltung beschrieben, die bei guter Stabilisation des Emissionsstromes diese Nachteile durch den Einsatz von Halbleitern vermeidet.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Emissionsstromstabilisators. Der besseren Übersicht wegen wurde im Bild 1 die Ionenquelle bzw. das Manometerrohr durch eine Diode mit einer Metallfadenkatode ersetzt. Ihre Anode entspricht dem Elektronenkollektor der Ionenquelle oder dem Gitter der Manometerröhre. Der von der Katode emittierte Strom I_{em} fließt von der Anode durch einen Schutzwiderstand R_{10}, durch ein Milliamperemeter und durch die an den Punkten a und b angeschlossene Anodenspannungsquelle. Von dort gelangt er über das Potentiometer P_1, den Widerstand R_8 und die Zenerdiode Z_1 zurück zur Katode. Der an P_1 und R_8 durch den Emissionsstrom bewirkte Spannungsabfall, die Regelspannung, wird durch eine Vergleichsspannung von 6 V fast ganz kompensiert. In die Basis des Transistors T_4 kann deshalb nur ein sehr geringer Strom von 6 μA fließen. Die Vergleichsspannung wird mit der Zenerdiode Z_1 gewonnen. Erhöht sich der Emissionsstrom infolge einer Verringerung der Katodenaustrittsarbeit oder einer Vergrößerung der Netzspannung, so erhöht sich die Regelspannung. Hierdurch vergrößern sich Basis- und Kollektorstrom von T_4, wodurch die Kollektor-Emitterspannung von T_4 sinkt. Das hat wiederum eine Verringerung der Basisströme der Transistoren T_3, T_2 und T_1 zur Folge. Der Kollektorstrom des Transistors T_1, der gleich dem Katodenheizstrom I_F ist, verringert sich. Der Heizstrom nimmt solange ab, bis die Regelspannung und damit der Emissionsstrom wieder ihren alten Wert haben. Sinkt der Emissionsstrom, so arbeitet die Schaltung sinngemäß wie soeben beschrieben.

Besondere Dimensionierungshinweise

1. Die Kollektorverlustleistung P_{C1} des Transistors T_1 darf den vom Hersteller angegebenen Grenzwert nicht überschreiten. Die Kollektorverlustleistung läßt sich zwar durch Verringern der Kollektor-Emitterspannung U_{CE1} verhältnismäßig gering halten. Es muß jedoch U_{CE1} größer als die Kollektorrestspannung $U_{CER} = 0{,}2 \cdots 1$ V sein. Daher ist es zweckmäßig, $U_{CE1} = 2$ V zu wählen. Es ergibt sich dann $P_{C1} = 2 \cdot I_F$. Die Kollektor-Emitterspannung U_{CE1} läßt sich mit R_9 einstellen.
2. Der Spitzenwert des Heizstromes muß unter dem maximal zulässigen Kollektorstrom $I_{C\,max}$ liegen. Da dieser Spitzenwert regelmäßig beim Einschalten des Stabilisators auftritt, wurde für T_1 ein Transistor OC 28 benutzt, bei dem der maximale Heizstrom $I_{F\,max} \leqq \frac{1}{2} \cdot I_{C\,max}$ ist. Anstelle des Transistors OC 28 kann auch ein GD 200 (GD 210, GD 220) vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder benutzt werden.
3. Damit der eingestellte Emissionsstrom unabhängig von der Temperatur des Emissionsstromstabilisators ist, muß der Kollektorreststrom des Transistors T_4, in dem Temperaturbereich, in welchem der Stabilisator arbeitet, klein gegenüber dem Kollektorstrom gehalten werden. Andererseits darf der Kollektorstrom nicht zu groß sein, da sonst ein erheblicher Teil des Emissionsstromes in die Basis des Transistors T_4 fließt. Dies würde die Stabilisierung des Emissionsstromes beeinträchtigen. Um beide Bedingungen erfüllen zu können, muß für den Transistor T_4 ein Exemplar mit geringem Kollektorreststrom benutzt werden. In der vorliegenden Schaltung wurde ein Transistor OC 44 eingesetzt, dessen Kollektorreststrom bei 20 °C 20 μA ($U_{CE} = 4$ V) betrug. Ebenso geeignet sind ausgesuchte Exemplare der Typen OC 811 bis OC 814, OC 870 bis OC 872, GF 100, GS 100, GC 100 und

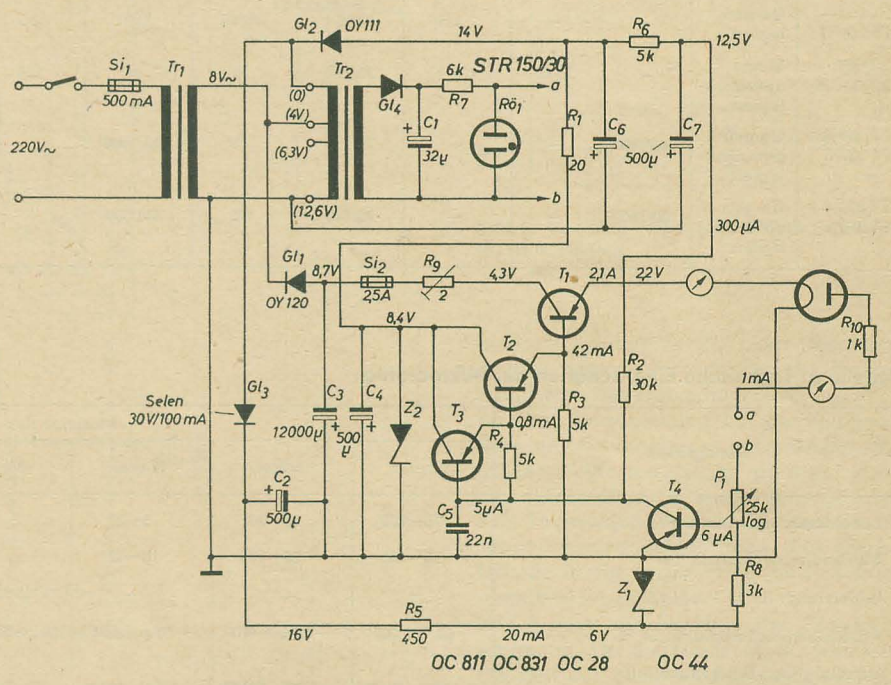


Bild 1: Schaltung des Emissionsstromstabilisators

GC 101. Es wurde der Kollektorstrom $I_{C4} = 300\ \mu A$ eingestellt. Wie man aus Bild 1 erkennt, wird I_{C4} durch den Wert von R_2 bestimmt.

4. Da dieser Emissionsstromstabilisator eine Gegenkopplungsschaltung darstellt, gleicht er nicht nur Netzspannungsschwankungen und Änderungen der Katodenaustrittsarbeit aus, sondern auch bei Erwärmung der Transistoren auftretende Arbeitspunktverschiebungen. Wegen der Gegenkopplung sollte auch ein Schwingen des Stabilisators unmöglich sein. Das ist jedoch nicht immer der Fall. Durch die Wärmeträgheit der Katode kommt es besonders bei schnellen Änderungen des Heiz- bzw. Emissionsstromes (z. B. beim Einschalten der Katode) zu einer Phasenverschiebung zwischen Emissions- und Heizstrom. Eine derartige Phasenverschiebung kann den Stabilisator zum Schwingen bringen. Durch eine zeitliche Verzögerung der Regelung läßt sich das Schwingen verhindern. Die Verzögerung wird in der vorliegenden Schaltung durch die Kapazität C_5 bewirkt.

Bei Ionisationsmanometern nach Bayard-Alpert besitzt die Katode, und damit der Stabilisator ein Potential von höchstens 250 V (gegen Erde). Es genügt daher als Tr_1 ein normaler Heiztrafo. Man kann in diesem Falle an Stelle von Tr_1 und Tr_2 einen einzigen Netztrafo benutzen, wie er z. B. in Rundfunkgeräten verwendet wird. Wenn der Stabilisator in Verbindung mit der Ionenquelle eines Massenspektrometers verwendet wird, besitzt er eine hohe Spannung (oft mehr als 1 kV) gegen Erde. In diesem Falle ist es oft günstiger, zwei Trafos zu benutzen, weil der Tr_1 hierbei ein spezieller Isoliertrafo sein muß, während der Tr_2 ein handelsüblicher Heiztrafo sein kann. In vielen Fällen ist es erwünscht, Massenspektren mit Hilfe eines Ionen-Elektronenwandlers [5] [6] oszillografisch aufzunehmen [7]. Das Potential des Stabilisators ist dann impulsförmig (Sägezahnimpulse), weil bei dieser Meßmethode, die Ionenbeschleunigungsspannung, die zwischen der geerdeten Trennkammer und der Ionenquelle liegt, gewobbelt wird. Bei dieser Betriebsart muß der Tr_1 kapazitätsarm sein. Wie entsprechende Versuche gezeigt haben, kann das Potential des Stabilisators mit Sägezahnimpulsen von 1,8 kV mit 25 Hz und von 50 V mit 12,5···50 Hz ohne Beeinträchtigung der Funktion des Stabilisators und ohne wesentliche Verformung der Impulsform gewobbelt werden. Die Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung von Tr_1 beträgt etwa 500 pF.

Meßergebnisse

Eine Prüfung des Stabilisators (Bild 2) ergab, daß der Emissionsstrom I_{em} bei Netzspannungsschwankungen von $\pm$ 10% besser als 5‰ stabilisiert wurde. Bei einer Erwärmung der Transistoren T_3 und T_4 sowie der Zenerdiode Z_1 von 20 °C auf 40 °C verringerte sich I_{em} um 3‰. Eine entsprechend geringe Änderung des Emissionsstromes ergab sich, wenn die

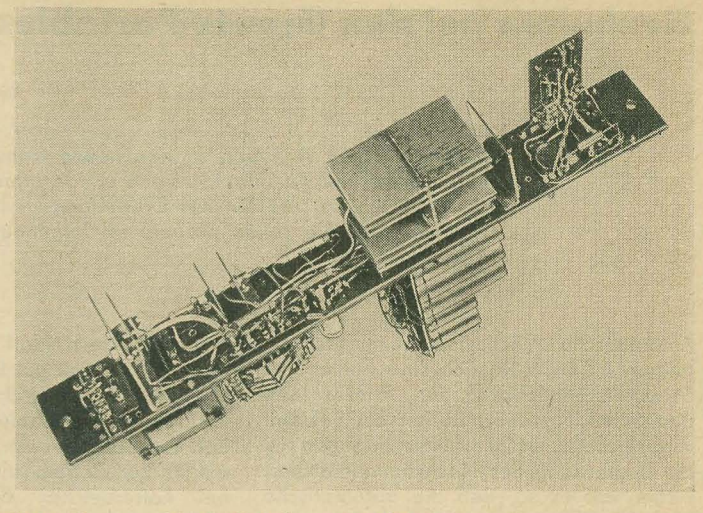


Bild 2: Gesamtansicht des Emissionsstromstabilisators

Glühkatode mit einem Widerstand von 5 Ω überbrückt wurde. Bei konstant gehaltenem Kollektorstrom des Transistors T_1 hätte das Einschalten dieses Shunts ein Verschwinden des Emissionsstromes zur Folge gehabt. Der infolge dieses Widerstandes scheinbar erhöhte Heizstrombedarf der Katode wird also gut ausgeglichen. Das bedeutet gleichzeitig, daß ein entsprechendes Nachlassen der Emissionsfähigkeit der Katode (Vergrößerung der Austrittsarbeit) ebensogut kompensiert werden würde. Die genannten Meßwerte wurden bei einem Emissionsstrom $I_{em} = 2$ mA ermittelt. Sie sind im gesamten Regelbereich $I_{em} = 0{,}23$ bis 2 mA im wesentlichen gleich. Bei der Durchführung von Messungen am Stabilisator ist es bequem, an Stelle der Ionenquelle oder der Manometerröhre eine Diode als Phantom zu verwenden. In vielen Fällen eignet sich hierzu die Röhre GRS 251, die an Stelle einer Elektronenstoß-Ionenquelle benutzt wurde. Im Bild 1 sind die bei 1 mA Emissionsstrom im Stabilisator sich einstellenden Ströme und Spannungen eingetragen. Es wurden sämtliche Spannungen gegen „Masse" gemessen. Während der Regelbereich nach oben ohne weiteres erweitert werden kann und im Prinzip nur durch die Grenzdaten des Regeltransistors T_1 und der Zenerdiode Z_1 = OAZ 203 begrenzt ist, verschlechtern sich die Stabilisierungseigenschaften der Schaltung bei Emissionsströmen unterhalb 50 μA. Dies wird durch den endlichen Basisstrom des Transistors T_4 verursacht. Bei geeigneter Einstellung des Kollektorstromes des Transistors T_4 gelingt es, das Gerät bis zu Emissionsströmen von etwa 15 μA zu betreiben. Zur Stabilisierung noch geringerer Emissionsströme ist es sinnvoll, vor dem Transistor T_4 einen Katodenfolger zu setzen. Der Stabilisator könnte dann vielleicht noch Emissionsströme von einigen 10^{-7} A stabilisieren.

Aufbau

Das Gerät wurde aus Isolationsgründen auf einem Pertinaxstreifen (520 × 65 × 5 mm) aufgebaut und in ein HF-Gerätegestell, das neben der zum Stabilisator gehörenden Frontplatte auch andere elektronische Geräte enthält, eingebaut.

Literatur

[1] Wagemann, H.: Beschreibung eines Ionisationsvakuummeters. radio und fernsehen 9 (1960), H. 2, S. 58

[2] Ewald, H. und Hintenberger, H.: Methoden und Anwendungen der Massenspektrometri. Verlag Chemie GmbH, Weinheim 1953

[3] Rieck, C. R.: Einführung in die Massenspektroskopie. Deutscher Verlag der Wissenschaften. Berlin 1956

[4] Jaeckel: Kleinste Drucke. Springer Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg 1962

[5] Schütze, W. und Bernhard, F.: Zeitschrift für Physik 145 (1956), S. 44

[6] Bernhard, F., Krebs, K.-H. und Rotter, I.: Zeitschrift Physik 161 (1961), S. 103

[7] Bernhard, F., Hoffmann, H. und Wilde, E.: Experimentelle Technik der Physik 13 (1965), H. 1, S. 31

Magnetfeldabhängige Widerstände MDR (Feldplatten)

Als neue Halbleiterbauelemente wurden von Siemens die sogenannten Feldplatten entwickelt. Diese Feldplatten ändern im Magnetfeld ihren Widerstand. Zur Zeit können mit besonderen Herstellverfahren Basis-Widerstandswerte bis 500 Ω erreicht werden. Dieser Widerstand verringert sich in einem Magnetfeld von 10 kG etwa um den Faktor 6···18, abhängig vom Typ. Dabei ändert sich der Widerstand bis zu einer Induktion von 3 kG etwa quadratisch und bei einer höheren Induktion linear mit der Stärke des Magnetfeldes.

Neuheiten bei den Graetz-Portables

Die technischen Angaben zu den neuen transistorisierten Kofferempfängern der Fa. Graetz zeigen einige interessante Neuheiten, die wohl typisch sind für den Entwicklungsstand dieser Geräte im Weltmaßstab. Sie sollen deshalb im folgenden etwas näher betrachtet werden.

Automatische Scharfabstimmungsschaltungen im UKW-Bereich sind heute eine Selbstverständlichkeit; ihr Prinzip und ihre Schaltungsweise dürfen als bekannt vorausgesetzt werden. Neu dagegen ist die Begrenzung des Nachstimmbereiches. Bisher war es so, daß die automatische Scharfabstimmung außer Betrieb gesetzt werden mußte, wenn ein schwach einfallender Sender empfangen werden sollte, der frequenzmäßig einem stark einfallenden Sender benachbart ist. Dadurch, daß der Haltebereich – und oft sogar der Fangbereich der AFC-Schaltung – für den starken Sender die Sollfrequenz des schwachen Senders überstrich, stimmte die AFC-Schaltung dann immer wieder auf den starken Sender ab. Hier Abhilfe zu schaffen ist Aufgabe der Begrenzerschaltung für die AFC-Spannung. Bild 1 (ein Ausschnitt aus dem Schaltbild des neuen Super-Page 47 C) zeigt die AFC-Schaltung mit einer Nachstimmdiode BA 111 parallel zum Oszillatorkreis. (Man beachte die induktive Abstimmung des Oszillators!)

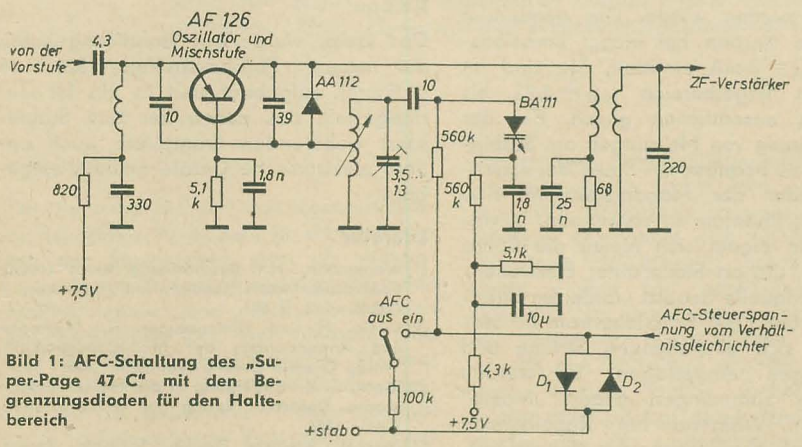


Bild 1: AFC-Schaltung des „Super-Page 47 C" mit den Begrenzungsdioden für den Haltebereich

Die frequenzabhängige Steuerspannung für die Diode wird in bekannter Weise aus dem Verhältnisgleichrichter des Gerätes gewonnen und mit einer konstanten Gleichspannung aus der Batterie überlagert. Sie wird über zwei antiparallel geschaltete Dioden (D_1 und D_2 im Bild 1) eingespeist. Da der Durchlaßwiderstand dieser Schaltung in beiden Richtungen mit wachsender Spannung abnimmt, bricht die AFC-Spannung bei größerer Verstimmung von der Diskriminator-Nullfrequenz zusammen. Der Haltebereich der Schaltung wird dadurch eingeengt. Da sich das Prinzip dieser Schaltung, von kleinen Varianten abgesehen, zunehmend mehr durchsetzt, darf angenommen werden, daß es sich gut bewährt hat.

Ebenfalls neu ist, daß sich die Ausgangsleistung des Portables weiterhin erhöht hat. Sie beträgt beim „Super-Page" jetzt 6 W(!) bei Betrieb als Autosuper, 2,5 W bei Kofferbetrieb. Damit entfällt das Hauptargument gegen den Portable als Autoempfänger, nämlich die in vielen Fällen knappe Lautstärkereserve. Die Leistungsumschaltung wird durch Umschaltung der Anpassung erreicht. Um die große Endleistung zu gewährleisten, ist das Gerät mit zwei Transistoren vom Typ AD 155 im Gegentakt in der Endstufe bestückt.

Nach dem gleichen Prinzip wird in einer besonderen Schalterstellung („Sparschaltung") die Ausgangsleistung auf 0,2 W gedrosselt. Die Stromaufnahme des Gerätes in dieser Betriebsart ist nicht höher als die eines Taschenempfängers. Dies ist bei Betrieb aus den eingebauten Batterien (4 Monozellen) wichtig, da dadurch die Lebensdauer der Batteriebestückung relativ lang ist.

Eine weitere Neuheit aller Graetz-Portables dieser Saison ist der anstelle der Batterien anschließbare Netzteil 408 C (Bild 2). Er nimmt am Wechselstromnetz (110 V / 127 V und 220 V umschaltbar) nur etwa 2 W auf und liefert eine bis 350 mA stabilisierte Spannung von 7,5 V (Gleichspannung). Während die Gleichrichtung durch ein Selenelement vorgenommen wird, sorgen eine Zenerdiode und ein Transistor für die Regelung der Spannung. Zu erwähnen ist noch, daß bei Anschluß des Netzgerätes die Batterien des Gerätes automatisch abgeschaltet werden.

Gleichfalls neu ist, daß die Skalenbeleuchtung, die bisher nur bei Betrieb aus der Bordbatterie des Kraftfahrzeuges in Betrieb war, nun auch bei Batteriebetrieb eingeschaltet werden kann („Momentanbeleuchtung" nur während des Abstimmvorganges, um die Batterie zu schonen). Bei Autobetrieb sind außerdem zwei Helligkeitsstufen für die Skalenbeleuchtung vorgesehen. Dieser im ersten Augenblick etwas übertrieben scheinende Komfort erklärt sich daraus, daß bei Nachtfahrten die Skalenbeleuchtung des Autoempfängers den Fahrer blenden kann (besonders Brillenträger machen diese Erfahrung) und nur beim Abstimmvorgang die volle Skalenbeleuchtung wirklich benötigt wird.

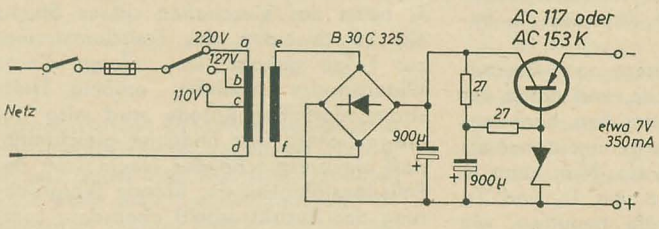


Bild 2: Netzanschluß für Koffergeräte (Graetz)

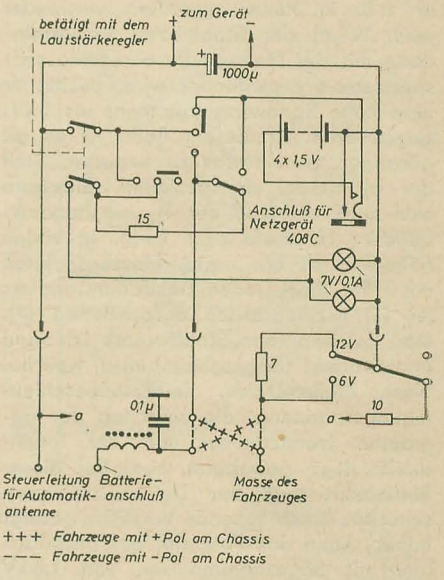
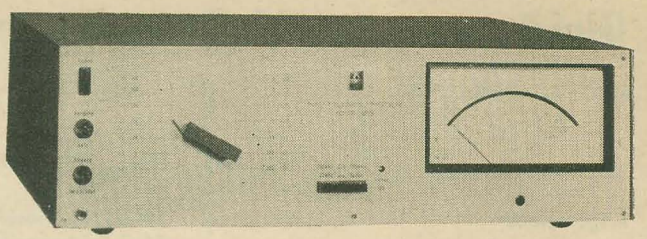


Bild 3: Stromversorgungsteil des „Page K 45 C"

Als letzte Neuheit eine Kleinigkeit: Während bei den Vorgängern der „Page"-Geräte bei Betrieb an einer 12-V-Batterie ein spezieller 12-V-Adapter in eine dafür vorgesehene Fassung gesteckt werden mußte und außerdem die 12-V-Batterie an andere Klemmen als die sonst übliche 6-V-Batterie angeschlossen wurde, läßt sich der „Page K 45 C" wahlweise für den Anschluß an 6 V oder 12 V umschalten. Bild 3 zeigt die Schaltung der Stromversorgung dieses Empfängers.

Streng

Transistor NF-Millivoltmeter
EMT 125



Dieses volltransistorisierte Voltmeter der Wilhelm Franz KG, Westdeutschland, ist ein Präzisionsinstrument für exakte Messungen an NF-Verstärkern und -Geräten und an elektroakustischen Anlagen.
Im Gegensatz zu Röhrenvoltmetern ist das EMT-NF-Millivoltmeter ausschließlich mit Transistoren bestückt. Es ist aber überlastungsfest wie ein gutes Röhrenvoltmeter und arbeitet wartungsfrei, ohne Verschleiß und mit hoher Stabilität.

Bei Effektivwertmessungen erreicht das Gerät bei einer Abweichung von — 1 dB ein Tastverhältnis 1:10 bei Vollausschlag. Die Spitzenwertanzeige kann verwendet werden zur Fremdspannungsmessung, wie z. B. zur meßtechnischen Erfassung von Rauschspannungen in der Elektroakustik. Die Umschaltmöglichkeit der obersten zu messenden Frequenz von 200 auf 20 kHz beschränkt den Meßbereich auf den in der Elektroakustik üblichen Frequenzumfang. Fremdspannungsanteile sowie hochfrequente Überlagerung und HF-Einstreuungen mit Frequenzen über 20 kHz sind dann ausgefiltert und können das Meßergebnis nicht verfälschen. Rauschen außerhalb des Hörbereiches, HF-Störungen und ähnliches haben in dieser Tastenstellung keinen Einfluß auf das Meßergebnis. Es können also auch Messungen an Magnetbandmaschinen ohne störenden Einfluß der Oszillatorfrequenz vorgenommen werden.
Das Gerät kann ferner als Meßverstärker benutzt werden. Die größtmögliche Verstärkung beträgt 60 dB im Meßbereich 1 mV; sie fällt je Meßbereich um 10 dB ab. Am Ausgang steht 1 V bei Vollausschlag und Abschluß mit 4 kΩ zur Verfügung.
Die Belastung des Ausgangs ist ohne Einfluß auf das Meßergebnis. Das Anzeigeinstrument wird bei Verwendung als Meßverstärker nicht abgeschaltet.

Technische Daten

Meßumfang:	1 mV bis 300 V Vollausschlag — 60 bis + 50 dB umschaltbar in 12 Stufen
Meßbereiche:	bis 1 mV, 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV, 1 V, 3 V, 10 V, 30 V, 100 V, 300 V bei Vollausschlag
Skalenteilung:	0 bis 100; 0 bis 31,6 (für Millivolt und Volt) — 20 dB bis + 2 dB (0-dB-Marke entspricht 775 mV)
Absolutgenauigkeit der Anzeige:	± 1,5%
Frequenzbereiche:	bis 20 kHz bzw. 200 kHz
Anzeige:	Effektivwert / Spitzenwert (wahlweise)
bei Effektivwertanzeige:	Tastverhältnis 1 : 10 (nach DIN 45402) für Vollausschlag, umgekehrt proportional zum Ausschlag anwachsend
Meßtoleranzen:	bei Effektivwertanzeige 10 Hz bis 250 kHz: ± 0,5 dB 20 Hz bis 200 kHz: ± 0,2 dB bei Spitzenanzeige 20 Hz bis 200 kHz: ± 0,5 dB bei eingeschaltetem Tiefpaßfilter (20 kHz) 20 Hz bis 20 kHz: ± 0,5 dB
Flankensteilheit des Filters:	17 dB / Oktave
Eichkontrolle:	Referenzspannungsquelle eingebaut und stabilisiert
Meßeingang:	unsymmetrisch
Impedanz:	1 MΩ, 30 pF parallel geschaltet in allen Bereichen
Überlastbarkeit:	kurzzeitig 600 V_{eff}, in allen Bereichen; dauern 100 V_{eff}, im kleinsten Bereich bei niederohmiger Quelle
Meßausgang:	1 V maximal / 4 kΩ reelle Belastung
Belastung:	ohne Einfluß auf Anzeige
Verstärkung:	max. + 60 dB
Störabstand:	≥ 83 dB unbewertet
Netzspannungen:	umschaltbar 190 V bis 266 V 95 V bis 130 V
Leistungsaufnahme:	6 VA bei 220 V / 50 Hz
Abmessungen in mm:	432 × 135 × 230
Masse:	5,6 kg

Die zweifarbige, übersichtliche Skala des Instrumentes ist sowohl in Volt als auch in Dezibel geeicht, wodurch ein direktes Ablesen der Werte ohne Umrechnung möglich ist.

Meßbereiche

Der gesamte Meßumfang des Gerätes ist in 12 Meßbereiche aufgeteilt. Der kleinste ablesbare Skalenwert beträgt 100 µV.
Der Frequenzbereich des Gerätes geht bis 200 kHz. Ein eingebauter Tiefpaß kann durch Tastendruck eingeschaltet werden und beschränkt die oberste meßbare Frequenz auf 20 kHz.

Meßarten

Mit dem EMT-NF-Millivoltmeter können auch Wellenformen gemessen werden, die stark von der Sinusform abweichen, wie sie in der Elektroakustik häufig auftreten. Mit einer Drucktaste kann das Gerät wahlweise für
Effektivwertmessungen oder
Spitzenwertanzeige
geschaltet werden.

Neuerscheinung

K. A. Mittelstraß

Magnetbänder und Magnetfilme

88 Seiten, 62 Bilder, broschiert etwa 5,– MDN

Die Vorteile des magnetischen Schallaufzeichnungsverfahrens gegenüber dem Schallplatten- und Lichttonverfahren haben dazu geführt, daß sowohl im Rundfunk- und Fernsehbetrieb als auch in den Filmateliers fast ausschließlich sämtliche akustischen Vorgänge auf Magnetband oder Magnetfilm aufgenommen werden.
Auch bei den Amateuren findet das magnetische Schallaufzeichnungsverfahren immer weitere Anwendungsmöglichkeiten. Die Aufzeichnung von Rundfunksendungen, Zusammenstellung individueller Programme, Vertonung von Schmalfilmen mit Hilfe der Vierspurtechnik, Anwendung des Tonkopplers, nachträgliche Randbespurung von Schmalfilmkopien sind einige Möglichkeiten, die die Amateure ausnutzen können.
Die Anwendung des magnetischen Aufzeichnungsverfahrens ist nicht nur auf die Schallaufzeichnung beschränkt, sondern dieses Aufzeichnungsverfahren wird auch bei folgenden Vorgängen angewendet: Aufzeichnung von Fernsehsignalen, von Meßwerten, bei der Kontrolle und Steuerung von Maschinen bei der Datenspeicherung bei elektronischen Rechenmaschinen usw.
Über all diese Anwendungsfälle des magnetischen Aufzeichnungsverfahrens und der entsprechenden Geräte gibt diese Broschüre einen Überblick. Weiterhin werden die Grundlagen der Schallträgerherstellung und akustische Grundbegriffe erklärt.

VEB VERLAG TECHNIK · Berlin

Gleichspannungs-Meßwandler auf fotoelektrischer Basis

HAGEN JAKUBASCHK

Allgemeines

Die Verstärkung kleiner Gleichspannungen ist wegen der dabei auftretenden Konstanz- und Stabilisierungsprobleme der Meßverstärker bekanntlich schwierig. Um aufwendige und schaltungsmäßig nicht leicht zu beherrschende Gleichspannungs-Meßverstärker zu umgehen, wird seit langem das Prinzip benutzt, die Gleichspannung in eine proportionale Wechselspannung umzuformen, deren Verstärkung weit einfacher ist. Die hierfür erforderlichen Meßgleichspannungswandler werden in der Literatur häufig auch als „Chopper" bezeichnet. Bisher waren zu diesem Zweck entweder mechanische Zerhacker bzw. Umformer oder kontaktlose elektronische Schalter meist auf Halbleiterbasis üblich. Allen diesen Verfahren haften prinzipielle Nachteile an. Während Schwingkondensatoren aus technischen und wirtschaftlichen Gründen nicht universell einsetzbar sind, bringen mechanische Schaltkontakte bei geringen Gleichspannungen Kontaktschwierigkeiten mit sich. Bei elektronischen Torschaltern ist eine ausreichende Trennung von Meßspannung und Steuerimpuls nur schwer möglich, die verbleibende Rest-Störspannung begrenzt daher die Verwendbarkeit bei kleinen Gleichspannungen im μV-Bereich beträchtlich.

Im folgenden wird ein kontaktlos arbeitender Chopper gezeigt, der diese Nachteile weitgehend vermeidet und auch im μV-Bereich noch einsetzbar ist.

Meßprinzip

Als Schaltorgan für die Meßspannung wird ein Fotowiderstand (FW) benutzt. Der Steuerimpuls für diesen „Schalter" ist eine intermittierende Lichteinwirkung auf den FW. Dieses Verfahren gestattet, Steuerstromkreis und Meßstromkreis galvanisch zu trennen und den Aufbau so zu gestalten, daß auch eine kapazitive Verkopplung beider Kreise praktisch vollständig beseitigt werden kann. Da der FW ein passives Element ist, erzeugt er bei Lichteinfall keine eigene Spannung. Eine Störspannung am Chopperausgang kann daher praktisch nicht auftreten bzw. kommt allenfalls durch das – erst bei hoher Nachverstärkung störende – Eigenrauschen des FW und der übrigen Bauelemente im Meßkreis zustande. Der FW wird mit der zu messenden Gleichspannung in Reihe geschaltet und mit Flimmerlicht beleuchtet. Er ändert damit periodisch seinen Widerstandswert. Da der Dunkelwiderstand des FW – für den im folgenden ein Cadmiumsulfid-Typ angenommen wird – in der Größenordnung um $10^8 \cdots 10^9\ \Omega$ liegt, ist der Eingang des nachfolgenden Wechselspannungsverstärkers (mit einer üblichen Eingangsimpedanz um 10^4 bis $10^6\ \Omega$) in diesem Fall praktisch von der Meßgleichspannung abgetrennt. Bei einer Beleuchtungsstärke um etwa 1000 lx sinkt der Widerstandswert des FW auf etwa $1 \cdots 5 \cdot 10^4\ \Omega$ und weniger ab. FW und Eingangswiderstand des Wechselspannungsverstärkers bilden jetzt einen Spannungsteiler, wobei durch einen ausreichend hochohmigen Verstärkereingang und einer entsprechend gewählten Beleuchtungsstärke dafür gesorgt werden kann, daß die Meßspannung nahezu in voller Höhe am Verstärkereingang auftritt. Solange das Spannungsteilerverhältnis jedoch konstant gehalten wird, kann eine Dämpfung der Meßspannung leicht durch erhöhten Verstärkungsfaktor des Wechselspannungsverstärkers ausgeglichen werden, sofern dieser ausreichend fremdspannungsarm arbeitet. Es ist in diesem Fall möglich, auch Verstärker mit Eingangswiderständen in der Größenordnung um 10 kΩ zu verwenden, d. h., der Meßverstärker kann transistorisiert werden und ohne spezielle hochohmige Eingangsstufe arbeiten. Deshalb wurde auch die nachfolgend beschriebene Chopperschaltung mit Transistoren bestückt. Sofern der Eingangswiderstand des Verstärkers nicht wesentlich größer ist als der Wert des FW im beleuchteten Zustand, muß allerdings aus den genannten Gründen dafür gesorgt werden, daß die Beleuchtungsstärke konstant bleibt. Änderungen der Beleuchtungsstärke verändern das Spannungsteilerverhältnis FW/Verstärkereingang und verfälschen somit den Meßwert.

Mit Rücksicht auf die elektrische Trägheit eines FW vom Cadmiumsulfid-Typ darf die Flimmerfrequenz des Lichtes nicht zu hoch gewählt werden. Je nach Lichtquelle bieten sich als günstige Kompromißwerte Flimmerfrequenzen um 30 Hz (thermische Lichtstrahler) oder maximal etwa 200 Hz (Gasentladungs-Lichtquellen) an. Diese Frequenzen sind, da sie annähernd konstant bleiben und ihre phasenreine Nachverstärkung nicht erforderlich ist, mit üblichen NF-Meßverstärkern noch gut zu verarbeiten.

Schaltungsbeschreibung

Nach dem geschilderten Prinzip wurde ein Versuchsmuster entworfen und erprobt. Um den Aufwand gering zu halten, wurde als Lichtquelle für das Flimmerlicht ein normales Lämpchen 3,8 V/0,07 A benutzt. Bild 1 zeigt die Schaltung des Flimmerlichtgenerators. Ein einfacher Multivibrator schaltet die Chopperlampe La_1 periodisch ein und aus. Die Flimmerfrequenz ist relativ unkritisch und wird durch geeignete Wahl von R_1, R_2, C_1 und C_2 bestimmt. Mit den im Bild 1 angegebenen Werten ergeben sich etwa 30 Hz. La_1 arbeitet unmittelbar als Kollektorwiderstand des Multivibrators. Weil ohnehin eine Einschalt- und Funktionskontrolle für das Gerät gefordert war, wurde auch der zweite Kollektorwiderstand durch eine gleichartige Lampe La_2 dargestellt. Die Betriebsspannung wurde mit etwa dem 1,5fachen Wert der Lampenspannung gewählt und – um konstante Beleuchtungsstärke des FW zu garantieren – mittels Zenerdiode ZD stabilisiert. Bei der gewählten Frequenz und Lampen-Betriebsspannung erreichen die Lampen gerade etwa die normale Glühfadentemperatur.

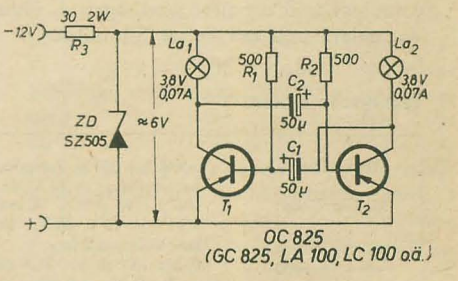


Bild 1: Schaltung des Flimmerlichtgenerators

Da der Multivibrator die Lampen schlagartig an die überhöhte Betriebsspannung an- und abschaltet, pendelt die Lampenhelligkeit periodisch zwischen dem Normalwert bei 3,8 V Betriebsspannung und etwa 10% dieses Wertes. Wegen ihrer thermischen Trägheit wird dabei die Rechteckkurve des Multivibrators zu einer trapezähnlichen Kurve verformt, was für die Chopperfunktion ohne Bedeutung ist.

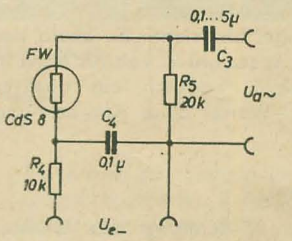


Bild 2: Schaltung des Meßstromkreises beim fotoelektrischen Chopper

Die vom Chopper an den nachfolgenden Meßverstärker abgegebene Spannung hat demgemäß ebenfalls annähernd trapezähnlichen Verlauf mit der Frequenz des Multivibrators. Für die Transistoren T_1 und T_2 ist jeder beliebige Typ mit mindestens 100 mW Verlustleistung geeignet.

Bild 2 zeigt die Schaltung des Meßstromkreises. Bei U_{e-} wird die zu messende Gleichspannung, bei $U_{a\sim}$ der Eingang des Meßverstärkers angeschlossen. Als FW wurde der Cadmiumsulfid-Typ CdS 8 vom VEB Carl Zeiss Jena benutzt. FW und R_5 bilden einen Spannungsteiler mit FW als periodisch veränderlichen Widerstand.

FW wird demgemäß von einer der Chopperlampen La_1 oder La_2 beleuchtet. Der Wert von C_3 richtet sich nach dem Eingangswiderstand des Meßverstärkers. Ist in dessen Eingang bereits ein Trennkondensator vorhanden, kann C_3 entfallen. Ist der Verstärkereingang mit einem ohmschen Widerstand abgeschlossen, entfällt auch R_5. Dessen Funktion übernimmt dann der Eingangswiderstand des Verstärkers. Das Tiefpaßglied R_4/C_4 im Choppereingang ist prinzipiell ebenfalls nicht erforderlich. Es wird jedoch im allgemeinen notwendig sein, um das Eindringen von Störspannungen (Netzfrequenz-Einstreuungen!) zu vermeiden. Eine Anpassung des Hellwiderstandes von FW an den Wert von R_5 – falls dieser durch den Verstärkereingang selbst dargestellt wird – kann bedarfsweise durch Änderung der Beleuchtungsstärke erfolgen. Dies geschieht einfach durch Abstandsänderung zwischen dem FW und der Chopperlampe. R_5 kann je nach Verstärkereingang auch um zwei Größenordnungen hochohmiger sein (auch R_4 kann dann um eine Größenordnung erhöht werden), so daß der Meßstromkreis insgesamt hochohmiger und die Belastung der Meßspannungsquelle gering wird.

Vereinfachte Erzeugung des Flimmerlichtes

In manchen Fällen kommt es weniger auf genaue Messung der Gleichspannung, als vielmehr auf deren Nachweis und überschlägige Bestimmung an. Insbesondere wenn dabei durch ausreichend kräftige Beleuchtung von FW und hohen Wert für R_5 dafür gesorgt wird, daß der Hellwiderstand klein gegen R_5 bzw. den Eingangswiderstand des Verstärkers ist, kann eine Stabilisierung der Beleuchtungsstärke entfallen. Ein besonderer Flimmerlichtgenerator nach Bild 1 ist dann entbehrlich. Man betreibt die Chopperlampe mit pulsierender Gleichspannung, die nach Bild 3 aus der Netzfrequenz gewonnen wird. Damit

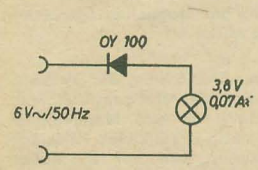


Bild 3: Vereinfachte Schaltung zur Flimmerlichterzeugung

wird auch bei der jetzt auftretenden Flimmerfrequenz von 50 Hz noch eine völlig ausreichende „Modulationstiefe" des Flimmerlichtes erreicht. Im einfachsten Fall besteht die gesamte Meßwandleranordnung nur noch aus der Schaltung Bild 3 und dem in Reihe mit dem Eingang des Meßverstärkers geschalteten FW!

Aufbau

Bild 4 zeigt eine Aufbauskizze des optischen Teils der Anordnung. Chopperlampe La und Fotowiderstand FW werden gemeinsam in einem lichtdicht verschlossenen kleinen Gehäuse so montiert, daß das Licht von La auf die lichtempfindliche Fläche von FW fällt. Der Abstand beider Bauelemente soll für die in den Bildern 1 und 2 angegebenen Dimensionierungen max. etwa 20 mm betragen. Erforder-

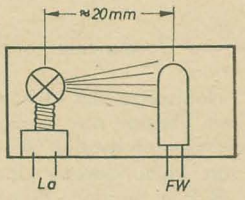


Bild 4: Anordnung von Flimmerlichtlampe und Fotowiderstand

lichenfalls können auch beide Bauteile unmittelbar aneinandergesetzt werden. Falls es zu einer merklichen Störeinstrahlung in den Meßkreis kommt (kapazitives „Übersprechen" von La auf FW!), ist der Abstand etwas zu vergrößern. Außerdem kann bedarfsweise hinter FW im Bild 2 noch ein weiteres Tiefpaßfilter angeordnet werden, um Störspannungen zu unterdrücken, die von den an La auftretenden steilen Flanken der Multivibratorspannung herrühren. Bei Werten von R_5 um 1 MΩ kann der Abstand La – FW 100 mm und mehr betragen. Außerdem kann man bei extremen Anforderungen an den Fremdspannungsabstand des Choppers – wenn dieser für extrem geringe Gleichspannungen eingesetzt werden soll – La und FW gegeneinander durch Zwischensetzen eines feinmaschigen Metallgitters, das zu erden ist, abschirmen, womit sich eine praktisch vollständige elektrische Trennung ohne wesentliche Beeinträchtigung der Funktion erreichen läßt. Gerade diese mögliche Maßnahme zeigt deutlich den Vorteil dieses Prinzips gegenüber den bisher üblichen Chopperanordnungen.

Brückenschaltung mit zwei Fotowiderständen

Wenn für spezielle Meßaufgaben ein bestmöglicher Umwandlungsgrad bei sehr geringen Meßgleichspannungen gefordert wird, kann die bei der Eintaktschaltung nach Bild 2 noch vorhandene Dämpfung durch R_5 bzw. den Eingangswiderstand des Verstärkers stören. Da im Flimmerlichtgenerator bereits zwei im Gegentakt arbeitende Flimmerlichtquellen La_1 und La_2 vorhanden sind, bietet sich für solche Fälle die Verwendung eines zweiten Fotowiderstandes anstelle von R_5 im Bild 2 an. Unter Weglassung des eingangsseitigen Tiefpaßfilters R_4/C_4 ergibt sich dann die Schaltung nach Bild 5. Die Transistor- bzw. Röhrenstufe ist hierbei mit der ersten Stufe des Meßverstärkers identisch und nur prinzipiell dargestellt. Beide Schaltungen eignen sich vorwiegend zur Wandlung sehr geringer Spannungen, 10 μV und weniger sind erreichbar! Die Röhrenstufe nach Bild 5b ermöglicht unter der Voraussetzung einer geeignet abgestimmten Beleuchtungsstärke der Fotowiderstände relativ hohe Eingangswiderstände (Größenordnung 100 MΩ!) für die Meßgleichspannung. Dies erklärt sich wie folgt: FW_1 wird von La_1 (Bild 1), FW_2 von La_2 beleuchtet, die Anordnung gemäß Bild 4

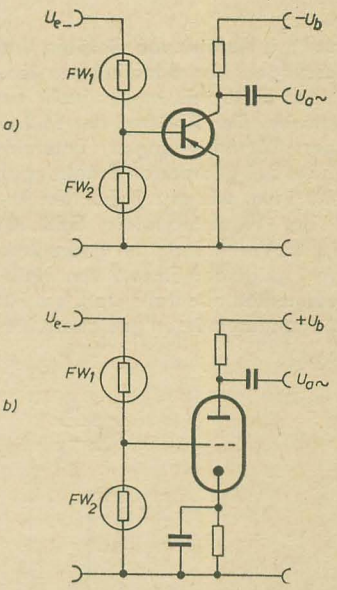


Bild 5: a) Gegentakt-Brückenschaltung mit zwei Fotowiderständen, zum Anschluß einer Transistorstufe; b) mit einer Röhren-Verstärkerstufe lassen sich Eingangswiderstände in der Größenordnung um 100 MΩ erreichen

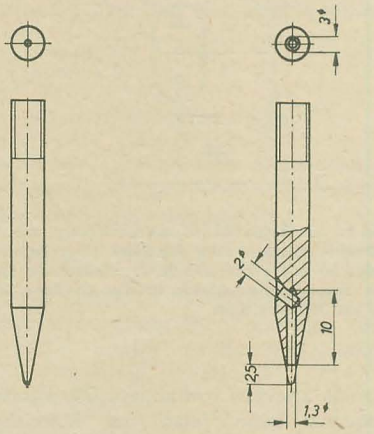
ist also zweimal vorhanden. Die Flimmerfrequenz kann jetzt, um hinreichend flankensteiles Umschalten der Anordnung zu erreichen, vorteilhaft tiefer (≈ 20 Hz) gelegt werden. Je nach Schaltzustand des Multivibrators ist nun entweder FW_1 niederohmig und FW_2 hochohmig oder umgekehrt. Danach ist die Gleichspannung im Bild 5b zum Röhrengitter durchgeschaltet, wobei als Belastungswiderstand nur der hohe Dunkelwiderstand von FW_2 auftritt. Umgekehrt ist FW_1 sehr hochohmig und die Gleichspannung praktisch abgeschaltet, hingegen FW_2 niederohmig. Über FW_2 wird die zuvor erfolgte Gitterladung beseitigt und das Gitter wieder auf Massepotential gebracht. Ähnlich arbeitet die Transistorstufe nach Bild 5a. Hier kommt jedoch beim direkten Anschluß der Basis an FW_1/FW_2 auch ohne Meßgleichspannung eine gewisse Störspannung zustande, weil durch den mit der Beleuchtung von FW_2 wechselnden Basis-Emitterwiderstand das Basispotential und damit der Kollektorreststrom periodisch geändert werden. Durch Vorschalten eines Basis-Trennkondensators und Basis-Spannungsteilers kann diese Erscheinung beseitigt werden. Ist die Meßspannungsquelle niederohmig, so kann FW_1 über diese als FW_2 parallelliegend angesehen werden. In diesem Fall kommt es nicht zur periodischen Änderung des Basispotentials, solange keine Meßgleichspannung auftritt. Die Basis kann, wie im Bild 5a gezeigt, direkt angeschlossen werden.

Miniaturlötkolben mit Netzgerät

DIETER GEISSLER

Der konstruktive Aufbau von Geräten und die Abmessungen der Bauelemente tendieren in der Elektronik immer mehr zur Kleinstbauweise. Der Abstand der Mittelpunkte der Lötverbindungen untereinander beträgt bei gedruckten Schaltungen häufig nur 2,5 mm, wie es z. B. bei den Anschlüssen der Flachsteckrelais GBR 101 der Fall ist. In Verbindung mit gedruckten Schaltungen steigt der Einsatz von Halbleiterbauelementen ebenfalls stark an. Für diese Bedingungen müssen geeignete Lötwerkzeuge geschaffen werden. Es ergeben sich an sie folgende Anforderungen:

1. Die Lötkolbenspitze muß das Herstellen von Lötverbindungen mit geringem Durchmesser gewährleisten.
2. Berührungsspannungen, die sich auf Halbleiterbauelemente zerstörend auswirken können, müssen von vornherein ausgeschlossen sein.
3. Eine minimale Verzunderung der Lötkolbenspitze muß gewährleistet sein.
4. Es muß eine günstige Temperaturanpassung erreicht werden.



Spitze unverändert (Barthel 2000) — *Spitze verändert zum Löten an Leiterplatten*

Bild 1: Änderung der Lötkolbenspitze

Der 6-V/10-W- bzw. 6-V/20-W-Lötkolben der Firma Barthel ist mit einer einschraubbaren Spitze ausgerüstet. Um mit dieser Spitze Lötverbindungen mit eng begrenzter Fläche herstellen zu können, wurde die Spitze axial mit einer Bohrung versehen (Bild 1).
Eine schräge radiale Bohrung mündet in die axiale Bohrung. In die erwärmte Lötkolbenspitze wird das Lot seitlich eingeführt. Das flüssige Lot bleibt in der Spitze haften, bis die Lötspitze auf die Lötstelle aufgesetzt wird. Die Lötstelle nimmt nur die Menge Lot auf, die für eine einwandfreie Verbindung erforderlich ist. Es entsteht eine saubere, im Durchmesser eng begrenzte Lötverbindung.
Das Prinzip der Hohlspitze ist schon länger bekannt, kam jedoch nur wenig zur Anwendung, da ein zu großer Verschleiß in Form von Verzunderung der Lötspitze auftrat. Bisher wurden diese Spitzen für Lötkolben mit relativ großen Leistungen und Betriebsspannungen von 110 und 220 V verwendet.
Durch die Verwendung des o. a. Miniaturlötkolbens in Verbindung mit dem nachfolgend beschriebenen Heiztransformator wird die Verzunderung auf ein Minimum herabgesetzt.
Die Betriebsspannung erhält der Lötkolben von einem Transformator. Diese Spannung ist zwecks Temperaturregelung von 5···7 V stufenweise regelbar. Der Transformator ist in einem Gehäuse mit den Abmessungen 120 × 120 × 80 mm untergebracht, das gleichzeitig mit einer Lötkolbenablage (Bild 2) versehen ist.

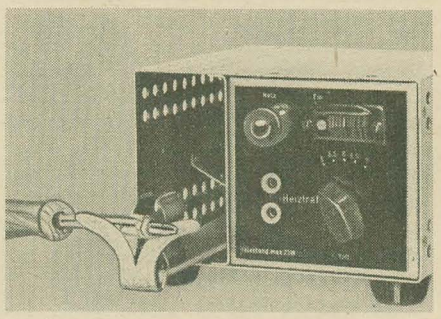


Bild 2: Heiztransformator mit Lötkolbenablage und Miniaturlötkolben mit Hohlspitze

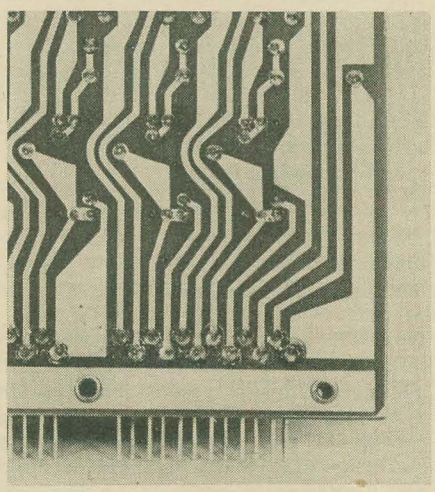


Bild 3: Lötstellen nach dem neuen Verfahren

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 7 (1965)

Entwicklungstendenzen der modernen Elektroakustik

Die vorliegende Arbeit behandelt eine Auswahl von Problemen aus dem Gebiet der Elektroakustik unter besonderer Berücksichtigung ihrer perspektivischen Entwicklung. Die Darstellung geht dabei aus von allgemeinen Fragen des Komplexes „elektroakustische Übertragungstechnik" und behandelt anschließend in Sonderheit Fragen der „Wandlertechnik", der „Schallspeichertechnik" und der „akustischen Meßtechnik".

Kompatible stereo-ambiofone Schallübertragung auf zwei Kanälen

Es wird ein stereo-ambiofones Übertragungsverfahren auf zwei Kanälen beschrieben, mit dem es möglich ist, spezifische Eigenheiten der Hüllkurve der Rauminformation des Ursprungsraumes in bezug auf Reflexionsdichte, Laufzeitdifferenzen, Schallrichtungsverteilung sowie ihren Energieinhalt so in den Wiedergaberaum zu bringen, daß ein Schallfeldzustand $\left(\frac{R}{D}\text{-Verhältnis}\right)$ entsteht, der eine gewisse Ähnlichkeit mit dem Schallfeldzustand im Ursprungsraum hat.

Intensitäts- oder Phasenstereofonie?

Einige Überlegungen zum Stereo-Aufnahme- und Sendebetrieb

Anhand eines Überblicks wird bei näherer Betrachtung einiger spezieller Probleme der heutige Stand des Stereo-Aufnahme- und Sendebetriebes beim Rundfunk in der DDR dargestellt.

Dynamikerweiterung bei Magnetbandgeräten durch elektronische Mittel

Nach einer allgemeinen Darstellung der Dynamikregelung und Diskussion der stetigen Verfahren hinsichtlich ihrer Eignung für den Magnetbandkanal wird ein nicht stetig arbeitendes Verfahren vorgestellt. Einem Verlust von nur 8% Kanalkapazität steht ein Dynamikgewinn von max. 40 dB bei guter Linearität und Bandbreitenausnutzung gegenüber.

Ein Geräuschspannungsmesser mit gehörrichtiger Bewertung impulsartiger Störspannungen

Es wird ein Gerät beschrieben, dessen Anzeige gegenüber herkömmlichen Ausführungen auch bei impulsartigen Störspannungen dem subjektiven Störeindruck besser entspricht, den ein durchschnittlicher Beobachter nach Umwandlung der Störspannung in ein akustisches Signal wahrnimmt. Auf die Verwirklichung der durch die Ohrträgheit begründeten dynamischen Forderungen wird eingegangen. Das beschriebene Gerät gestattet Vergleiche der neuen Meßergebnisse mit den durch DIN-Zeitbewertung entstandenen.

Filterkatalog, 2. Serie Blatt 3

Aus der Reparaturpraxis

Mitteilung aus dem VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" Teltow

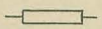
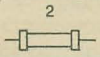
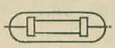
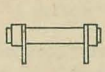
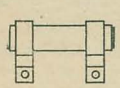
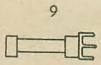
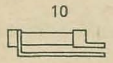
Der neue Standard TGL 4615

Die wichtigsten Neuerungen

Der Standard TGL 4615 Blatt 1 (verbindlich ab 1. 1. 1965) gilt für Schichtwiderstände bis 3 W.

Der Standard TGL 4615 Blatt 2 (ab 1. 1. 1965 verbindlich) behandelt Schichtwiderstände von 5 W aufwärts.
Wir weisen darauf hin, daß wir in Zukunft nur noch Bestellungen nach der neuen Einteilung annehmen können (ausführliche Hinweise siehe Kundendienstmitteilung 3 (1965) des WBN Teltow).

Tabelle: Lieferprogramm für WBN Schichtwiderstände

Bauform	Kennfarbe		Umhüllung	Standard TGL	charakteristische Merkmale
1 	1	braun	Lack	14133	kleiner TK, hohe zeitliche Konstanz, Einsatz bei höheren Umgebungstemperaturen, enge Auslieferungstoleranz von 0,05···2 W (Metallschicht)
2 	5	grün	Lack	8728	für Anwendungen ohne besondere Anforderungen von 0,125···2 W (Kohleschicht)
3	5	grün	Lack	8698	für Frequenzen bis 300 MHz von 0,125···5 W, Enden metallisiert (Kohleschicht)
	5	grün	Lack	—	für Frequenzen bis 300 MHz von 5···250 W, Enden metallisiert (Kohleschicht)
	10	ohne	Lack	12216	für Frequenzen bis 3000 MHz bis 60 Ω, Enden metallisiert (Kohleschicht)
4 	10	ohne	Glas	11531	Höchstohmwiderstand HWK/G IV–VII bis 3000 V Nennspannung (Kolloidschicht)
	10	ohne	Glas	11531	Höchstohmwiderstand HWKG bis 1000 V Nennspannung (Kolloidschicht)
5	10	ohne	Epoxydharz	11531	Höchstohmwiderstand, spannungsfest 10···30 kV Nennspannung (Kolloidschicht)
6	2	rot	Lack	4634	relativ hohe Belastbarkeit bei kleinen Abmessungen, geringer Temperaturkoeffizient von 0,125 bis 2 W (Borkohleschicht)
	5	grün	Lack	11531	Höchstohmwiderstand 1000 V Nennspannung (Kolloidschicht)
	5	grün	Lack	4616	für Anwendungen ohne höhere Anforderungen von 0,125···0,5 W (Kohleschicht)
	8	grau	Lack	12402	hohe zeitliche Konstanz, enge Auslieferungstoleranz von 0,05···0,5 W (Kohleschicht)
7 	8	grau	Lack	12402	hohe zeitliche Konstanz, enge Auslieferungstoleranz für 1 W (Kohleschicht)
	5	grün	Lack	4618	für Anwendung ohne hohe Anforderungen für 2 und 3 W (Kohleschicht)
	5	grün	Lack	11531	Höchstohmwiderstand 2000 V Nennspannung (Kolloidschicht)
8 	5	grün	Lack	4619	für Anwendung ohne hohe Anforderungen (für 5 W) (Kohleschicht)
	5	grün	Lack	4620	für Anwendung ohne hohe Anforderungen für 10 bis 50 W (Kohleschicht)
	5	grün	Lack	4621	für Anwendung ohne hohe Anforderungen für 100 bis 250 W (Kohleschicht)
9 	2	rot	Lack	11601	relativ hohe Belastbarkeit, geringer Temperaturkoeffizient für 3 W, für gedruckte Schaltungen (Borkohleschicht)
10 	5	grün	Lack	4617	für Anwendung ohne besondere Anforderungen für 2 W (Kohleschicht)

Einteilung der Schichtwiderstände nach TGL 4615 Blatt 1

Kenngröße

Die Kenngröße beinhaltet die Bauform, die Kennfarbe und die Abmessungen.
Die Darstellung der Kenngröße erfolgt durch eine mehrstellige Zahl, wobei die äußeren Abmessungen von der Bauform und der Kennfarbe durch einen Punkt getrennt sind.

Beispiele

Kenngröße: 25.311
Schichtwiderstand Bauform 2 (mit Kappen und axialem Anschluß), Kennfarbe 5 (grüne Lackierung), 3 mm Durchmesser und eine Länge von 11 mm.

Kenngröße: 78.1046
Schichtwiderstand Bauform 7 (mit Lötschwanzkappen), Kennfarbe 8 (graue Lackierung), 10 mm Durchmesser und eine Länge von 46 mm.
Durch die Kennfarbe wird in Verbindung mit der Bauform und den Abmessungen bereits auf gewisse Anwendungseigenschaften hingewiesen. So kann bereits die folgende Zuordnung zum Typ bzw. zur Prüfcharakteristik gegeben werden:
(Dies gilt nicht für die Bauformen 3 bis 5).

Kennfarbe		Typ
1	braun	IB
8	grau	IA
5	grün	IIA und IIB

Prüfcharakteristik

Für die Anwendung der Widerstände ist nicht mehr die mit der Baugröße starr verbunden gewesene Nennverlustleistung maßgebend. Eine Aussage über die Nennverlustleistung ist nur in Verbindung mit der Prüfcharakteristik möglich.
In den entsprechenden Standards der Hauptkennwerte sind den Kenngrößen eine oder mehrere Prüfcharakteristiken zugeordnet. Aus der Prüfcharakteristik lassen sich Einsatzbedingungen unter Beachtung einer bestimmten Nennverlustleistung ableiten. Die Prüfcharakteristik setzt sich zusammen aus dem Typ und der Klimaprüfklasse.
Der Typ macht eine Aussage hinsichtlich der Anwendungsmöglichkeit der Widerstände in bezug auf die geforderte zeitliche Konstanz und die höchstzulässige Umgebungstemperatur bei der Nennverlustleistung. Zur Zeit wird zwischen folgenden Typen unterschieden:

Typ IA
Typ IB
Typ IIA
Typ IIB

Die römische Ziffer gibt Auskunft über die zeitliche Konstanz. Der Buchstabe gibt die höchstzulässige Umgebungstemperatur an, bei der die Widerstände mit der angegebenen Verlustleistung betrieben werden können.

Im einzelnen gilt die folgende Zuordnung:

A Betrieb mit Nennverlustleistung bis 40 °C
B Betrieb mit Nennverlustleistung bis 70 °C
I Widerstände hoher zeitlicher Konstanz
II Widerstände geringerer zeitlicher Konstanz

Wird fortgesetzt

Heller Streifen am oberen Bildrand

Bei einem Fernsehgerät vom Typ Alex trat etwa 1 cm vom oberen Bildrand entfernt ein weißer Streifen auf, der nach der linken Bildseite etwas schwächer wurde. Er entstand durch mehrere übereinandergeschriebene Zeilen. Die Linearitätsregler arbeiteten einwandfrei. Trotzdem ließen sich die Zeilen nicht auseinanderziehen. Weder die PCL 82 noch die Bauelemente im Gegenkopplungszweig waren fehlerhaft. Auch der Standardfehler (Feinschluß des parallel zur Primärseite des Bildausgangstrafos liegenden Styroflexkondensators C_{88} von 5 nF) konnte nicht nachgewiesen werden. Die Oszillogramme zeigten keine nennenswerten Abweichungen. Als Fehlerquelle verblieben nur noch der Bildausgangstrafo und die Ablenkeinheit. Letztere wurde ohne Erfolg ausgetauscht. Im Bildausgangstrafo entdeckte man schließlich in den oberen Lagen einen Windungsschluß. Da kein Ersatztyp zur Verfügung stand, mußte der Isolationsfehler durch Neuwickeln der Sekundärseite beseitigt werden. Danach arbeitete das Gerät einwandfrei.

-er

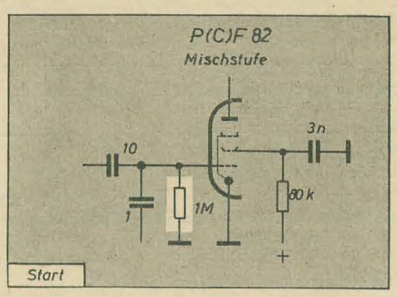
Kein Bild nach dem Einschalten

Nach dem Einschalten eines TV-Empfängers „Cranach" und einigen Minuten Wartezeit mußte das Gerät einige Male ein- und ausgeschaltet werden, um ein Bild zu erhalten. Danach arbeitete das Gerät einwandfrei.
Bei der Untersuchung der Hochspannungsdiode stellte sich heraus, daß nach anfänglichen einwandfreiem Heizen die Heizspannung wieder zusammenbrach. In der Annahme, daß das Katodenröhrchen der Hochspannungsdiode umgebogen sein könnte, und somit die Bildröhre Wechselspannung bekäme, wurde diese ersetzt. Es zeigten sich jedoch auch danach die gleichen Merkmale. Außerdem konnte man eine Überlastung der Röhre feststellen. Nachdem der Hochspannungsstecker von der Bildröhre entfernt wurde, heizte die Hochspannungsdiode einwandfrei, ohne wieder auszusetzen. Die Bildröhre hatte einen Schluß. Die Katode und der Wehneltzylinder hatten dieselbe Spannung. Die Wehneltspannung ließ sich auch nicht mit dem Helligkeitspotentiometer regeln.
Um die Bildröhre zu retten, wurde folgender Versuch unternommen: Da die Bildröhre nur Schluß hatte, wenn sie heizte, wurden alle Anschlüsse außer der Heizung entfernt. Ein Elektrolytkondensator von 50 μF wurde mit der Spannung von ungefähr 450 V von G_2 der Bildröhrenspannung aufgeladen. Er wurde mit Plus an die Katode, mit Minus an den Wehnelt gelegt und so der Kurzschluß weggebrannt. Der Fehler trat nicht wieder auf.

Verrauschtes Bild

Eine Überprüfung des ZF-Verstärkers und des Kanalwählers beim TV-Empfänger „Start" zeigte, daß alle Spannungen vorhanden waren. Nach dem Austausch der PCF 82 im Kanalwähler war das Bild im Augenblick des Anheizens normal, verblaßte jedoch dann. Eine genauere Untersuchung ergab, daß der 1-MΩ-Gitterableitwiderstand hochohmig geworden war.

Heinz Wolfram



Fragen zur Garantieabwicklung bei Widerstandsausfall

In radio und fernsehen 13 (1964), H. 23, S. 721 werden Beispiele des Ausfalls von Widerständen durch Überlastung und Überzug mit PVC-Schlauch behandelt. Es folgen dann Aufstellungen von besonderen Werkskennzeichen an Widerständen. Der Artikel beginnt jedoch mit der Forderung nach Sammlung, Sortierung und Aufstellung der garantiepflichtigen Widerstände und Beschriftung von Mustertüten.
Mein Vorschlag wäre, auf dem Reparaturschein gesonderte Rubriken zum Ankreuzen für durchgebrannte und hochohmig gewordene Widerstände einzuführen. Eine monatliche Sammellieferung aller hochohmig gewordener Widerstände an das Herstellerwerk ohne Beschriftung und Mustertüten müßte genügen.
In der Praxis sieht es so aus, daß der größte Prozentsatz des Ausfalls von Widerständen nicht durch Überlastung, sondern durch hochohmig werden derselben auftritt.

Karl Heinz Wolf

Abgleich des ZF-Saugkreises ohne Prüfsender

Der Saugkreis wird an die Anode der letzten ZF-Röhre angeschlossen und ein starker Ortssender eingestellt. Mit dem Kern sucht man das Lautstärkeminimum. Auch das magische Auge kann als Anzeige dienen. Anschließend wird der Saugkreis wieder an die Antennenbuchse gelötet.

K. Göthling

Korrosionsempfindliche Hochspannungsclips

Gerade in ländlichen Bezirken entsprechen nicht alle Wohnungen den Bedingungen, in denen man TV-Geräte betreiben sollte. Das führt oft zu Korrosionen und damit zu Überschlägen an den Hochspannungsanschlüssen, die bereits auch zu einer Bildröhrenimplosion geführt haben. Eine Eingabe an den Gerätehersteller, VEB Rafena Werke Radeberg, führte zu keiner Abhilfe. Wir haben uns daher bisher so geholfen, daß wir mit Gummikappen versehene Hochspannungsanschlüsse aus Derby-Zeilentrafos, die Heizungsunterbrechungen hatten, dort eingesetzt haben, wo derartig schlechte Bedingungen herrschten. Ist der Vorrat jedoch erschöpft, möchte ich vorschlagen, da die größeren Überschläge oft an den Klebestellen des Hochspannungsclips beginnen, diesen mit Wachs auszugießen und mit einem Stück Isolierschlauch zu überziehen.
Wenn man sich aus irgendwelchen Gründen nicht für eine dichte Ausführung entschließen kann, dann sollte der Anschluß senkrecht an die Röhre geführt werden.

H. Klaußner

Kennzeichnungsschlüssel des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O

Halbleiterbauelemente des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O sind durch große Buchstaben gekennzeichnet, die Monat und Jahr der Herstellung angeben.

Herstellungsmonat

Januar	A	Juli	I
Februar	B	August	K
März	C	September	L
April	D	Oktober	M
Mai	E	November	N
Juni	F	Dezember	P

Herstellungsjahr

Bis 1963 farbige Monatsbuchstaben

1961	rot
1962	grün
1963	blau

Im Jahre 1964 wurde den Bauelementen mit der neuen Typenbezeichnung ebenfalls ein blauer Monatsbuchstabe aufgedrückt. Bauelemente, die in diesem Jahr noch nach der alten Typenbezeichnung ausgeliefert worden sind, tragen hinter dem Monatsbuchstaben ein großes A.
Ab 1965 folgt dem Monatsbuchstaben ein Jahresbuchstabe

1965	B
1966	C

Beispiel

März 1965 = C B

(Information aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder)

Leistungstransistoren für hochwertige Endstufen

Eine Nachlese zur Leipziger Frühjahrsmesse

Seit Einführung des FM-UKW-Rundfunks und der erstaunlichen Qualitätsverbesserung der Schallplatten sind unsere Ansprüche an die Wiedergabequalität von Rundfunkempfängern gestiegen. Bei röhrenbestückten Empfängern mußten seinerzeit die Lautsprecher und die Ausgangstransformatoren verbessert werden, um die neuen Möglichkeiten zur Erweiterung des Übertragungsbereiches nach oben zu nutzen. Wenn sich nunmehr der Transistor anschickt, in die Technik netzbetriebener Rundfunk(und Fernseh-)empfänger einzudringen, sind Verbesserungen an den Transistoren selbst erforderlich. Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß die Grenzfrequenz der bis vor kurzem üblichen Niederfrequenzleistungstransistoren unzureichend ist [1]. Grenzfrequenzen in Emitterschaltung f_{h21E} von 4 bis 6 kHz genügen nicht mehr.

Als erste westdeutsche Firma verbesserte Siemens die Technik der Herstellung von NF-Leistungstransistoren nach dem Legierungsverfahren in dem hier als erforderlich dargestellten Sinne. Neben der Transistorreihe AD 130–133 brachte die Firma speziell für die Verwendung in hochwertigen Endstufen die Typen AD 149–150 heraus. Es ist allgemein bekannt, daß die erzielten Fortschritte auf einer zielgerichteten Entwicklung des sogenannten „Dreistoffemitters" beruhen. Bei allen genannten Typen konnte die Grenzfrequenz in Emitterschaltung f_{h21E} im Arbeitspunkt $-U_{CE} = 2$ V, $-I_C = 0{,}5$ A auf > 10 kHz gebracht werden. Der als Mittelwert in den Katalogen genannte Wert von 12 kHz wird von den meisten Exemplaren z. B. des Typs AD 149 überschritten. Dieser Typ ist vor allem für Eintakt-A-Endstufen bestimmt. Die wichtigsten Daten sind: $-U_{CEmax} = 30$ V, $-I_{Cmax} = 3$ A, $\vartheta_{jmax} = 90$ °C, TO 3-Gehäuse aus Stahl, Kappe aufgeschweißt, $R_{thi} = 1{,}5$ grd/W. Das heißt, daß bei einem Aluminiumkühlblech von $140 \times 140 \times 3$ mm³ und einer Umgebungstemperatur von 45 °C eine Verlustleistung von 6,5 W zulässig ist. Die Nennverlustleistung beträgt 30 W. Infolge des Dreistoffemitters ist auch die Linearität der $I_C = f(I_B)$-Kennlinie gut. Die Abhängigkeit dieser Größen erscheint in der Darstellung nach Bild 1 nahezu linear. Der erfahrene Schaltungstechniker weiß allerdings, daß diese „Erscheinung" weitgehend von der Wahl der Koordinatenmaßstäbe abhängig ist. Ähnlich wie die Steilheitskurven von Röhren würde auch hier der Verlauf der differentiellen Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektor- oder Basisstrom die Feinstruktur der Kennlinie besser erkennen lassen. Für die Praxis ausreichend ist jedoch die Darstellung der Großsignalstromverstärkung B als Funktion des Kollektorstromes I_C (Bild 2). Berücksichtigt man, daß bei einer Batteriespannung von 12 V und einer Verlustleistung von 6 W in einer A-Endstufe mit dem Transistor AD 149 ein Kollektorscheitelstrom von annähernd 1 A auftreten würde, ergäbe sich ein Abfall von B um etwa 10%. Das erscheint völlig ausreichend, zumal heute NF-Verstärker stets frequenzunabhängig gegengekoppelt werden.

Die Entwicklung der Transistorreihe AD 149–150 durch die Fa. Siemens war offenbar ebenso erfolgreich wie die des UHF-Transistors AF 139. Sie wurde unter derselben Typenbezeichnung von der Fa. Valvo übernommen.

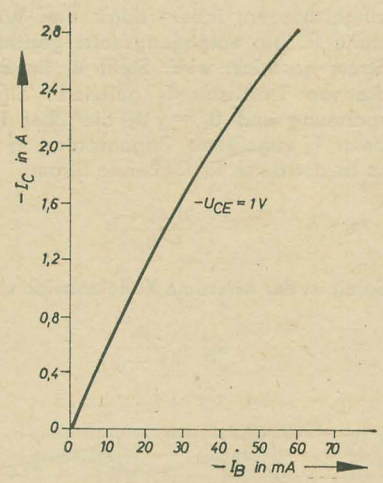


Bild 1: Siemens-Transistor AD 149. Zusammenhang zwischen Kollektor- und Basisstrom. $I_c = f(I_B)$

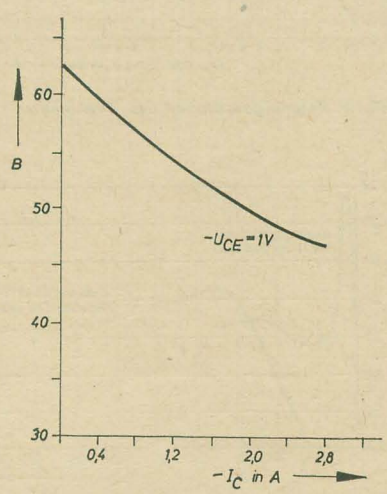


Bild 2: Siemens-Transistor AD 149. Zusammenhang zwischen der Großsignalverstärkung B und dem Kollektorstrom I_c

Die Fa. Telefunken entwickelte für denselben Anwendungszweck nach etwa der gleichen Technik die Transistortypen AD 155 und AD 152, von der der letzte hier besprochen werden soll. Seine wichtigsten Daten sind: $U_{CEmax} = 30$ V, $I_{Cmax} = 2$ A, $\vartheta_{jmax} = 90$ °C, SOT 9 = Gehäuse, $R_{thi} = 7{,}5$ grd/W. Bei einem Alukühlblech der oben genannten Größe ist eine Verlustleistung von etwa 3,5 W zulässig (Nennverlustleistung 6 W). Die Grenzfrequenz in Emitterschaltung wird für diesen Typ mit 11 kHz angegeben. Auf den ersten Blick mag die mit praktisch möglichen Kühlblechabmessungen ausnutzbare Verlustleistung dieses Transistors, wenn man an Eintakt-A-Endstufen denkt, als zu klein erscheinen. Der Leser möge jedoch berücksichtigen, daß die technische Entwicklung, die zweifellos auch ökonomisch richtig ist, in Richtung der „eisenlosen Endstufe" geht, die nur mit Gegentaktschaltungen, sei es in A- oder in B-Betrieb, realisiert werden kann.

Die Grenzfrequenzen der bisher besprochenen Endstufentransistoren in verbesserter Legierungstechnik reichen bei Ansteuerung aus einer Treiberstufe in Emitterschaltung für Rundfunkempfänger aus. Für HiFi-Ansprüche wird man zur Spannungssteuerung (Treiber in Kollektorschaltung) übergehen müssen.

Daß auch andere Wege zum Ziel führen, zeigt die japanische Firma Hitaschi mit ihren Leistungstransistoren 2 SB 361 und 2 SB 362. Sie sind für „HiFi-Systeme" bestimmt und besitzen einen „diffundierten Kollektor", (diffused collector graded base type transistor). Die Grenzfrequenz dieser Typen in Emitterschaltung im Arbeitspunkt $U_{CE} = -5$ V und $I_C = -0{,}7$ A wird mit 50 kHz angegeben! Weitere

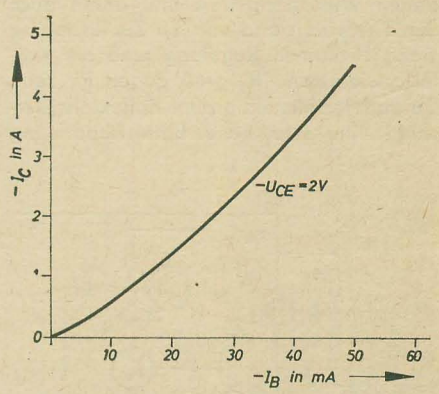


Bild 3: Hitaschi-Transistor 2 SB 361. Zusammenhang zwischen Kollektor- und Basisstrom. $I_c = f(I_B)$

Daten sind: $U_{CEmax} = 40$ V, $I_{Cmax} = 5$ A (beim Typ 2 SB 362: 7 A), ϑ_{jmax}: 90 °C, TO 3-Gehäuse, R_{thi} (geschätzt): 1,5 bis 2 grd/W, Verlustleistung bei einem Aluminiumkühlblech von $300 \times 200 \times 1{,}5$ mm³: 12 W. Im Bild 3 ist die Abhängigkeit des Kollektorstromes vom Basisstrom dargestellt. Die ausgezeichnete Linearität der $I_C = f(I_B)$-Funktion im Kollektorstrombereich zwischen 0,5 und 4 A ist bemerkenswert.

Wenn hier eine Reihe von NF-Leistungstransistoren mit ihren wichtigsten Eigenschaften aufgezählt wurde, so geschah dies, um die große Entwicklungslinie, die von anwendungstechnischen Forderungen bestimmt wird, aufzuzeigen. Das Ende ist zweifellos noch nicht erreicht. Der Verfasser glaubt – er kann sich irren –, daß letzten Endes, wenn gewisse technologische Verfahren ökonomisch besser beherrscht werden, auch der Endstufentransistor im Niederfrequenzverstärker ein Silizium-Epitaxial-Planartransistor sein wird. Vielleicht spricht die Tatsache, daß die Firma Intermetall, die zweifellos mindestens von allen europäischen Halbleiterherstellern die Epitaxialtechnik am besten beherrscht, auf dem Gebiet der verbesserten Germanium-Leistungstransistoren bis jetzt keine Neuentwicklungen durchgeführt hat, für diese Einschätzung. Die Zeit für den Si-Epitaxial-Endstufentransistor ist offenbar lediglich aus ökonomischen Gründen noch nicht reif.

Bottke

Literatur

[1] Bottke, Ernst: Transistor-A-Endstufe für Netzbetrieb. radio und fernsehen 13 (1964), H. 23, S. 726–728

Referate

H. C. Bertoya

Automatische Verstärkungsregelung mit dem Thermistor im Transistorverstärker

Electronic Engineering 35 (1963), Nr. 422, S. 236–238

Der Verfasser beschreibt einen Regelverstärker, der in einer Phasenmeßeinrichtung mit 1 kHz Meßfrequenz die Aufgabe hat, bei Änderung der Eingangsspannung von 1 : 100 die Ausgangsspannung praktisch konstant zu halten. Die Regelung soll dabei auf die Phase keinen Einfluß haben.

Der als Regelorgan verwendete Thermistor R_T (im Bild 1) ist dem Kollektorwiderstand R_c des Transistors T_2 wechselstrommäßig parallel geschaltet. Bei großen Signalamplituden wird er erhitzt und verkleinert seinen Widerstandswert und damit auch den Lastwiderstand von T_2. Zur Erzielung einer wirksamen Regelung muß der Kollektorwiderstand R_c groß gegen R_T sein. Da andererseits ein großer Kollektorwiderstand eine sehr hohe Batteriespannung voraussetzt, wurde hier ein anderer Weg eingeschlagen, indem durch den Widerstand R_c ein entgegengesetzt gerichteter Strom geschickt wird. Stellt u_1 im Bild 2 die von Transistor T_2 gelieferte Signalspannung und $u_2 = y\,u_1$ die über Transistor T_4 zugeführte Gegenspannung dar, so ist der durch R_c fließende Strom

$$\Im = \frac{u_1(1-y)}{R_c}$$

Somit ist der wirksame Kollektorwiderstand

$$R_c' = \frac{R_c}{1-y}$$

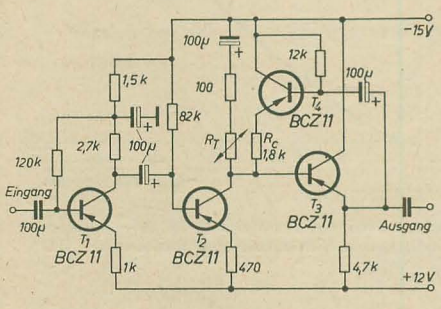


Bild 1: Schaltung der Regelverstärkerstufe

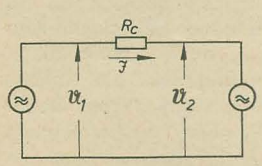


Bild 2: Prinzip der Vergrößerung des Kollektorwiderstandes

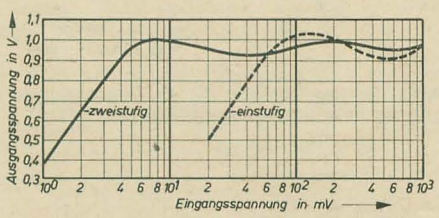


Bild 3: Regeleigenschaften des Verstärkers

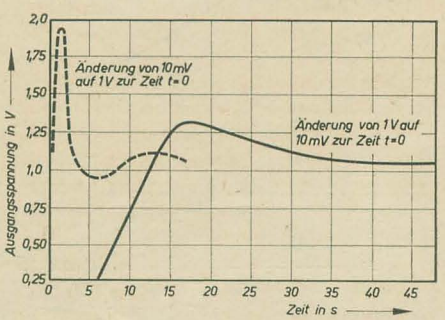


Bild 4: Regelgeschwindigkeit des Verstärkers

Die Regeleigenschaften dieses Verstärkers, der aus zwei hintereinander geschalteten, im Bild 1 dargestellten Stufen besteht, sind in den Bildern 3 und 4 gezeigt. Die durch die Regelung bedingte Phasenänderung wird mit $< 20'$ angegeben.

Wolf

Dieter Oberle

Ein geregeltes Netzgerät mit geschalteten Transistoren

Elektronik 13 (1964), H. 11, S. 341–342

Transistorisierte Stromversorgungen arbeiten im allgemeinen in Reihenschaltung. Bei bestimmten Einstellungen muß im Regeltransistor eine große Verlustleistung umgesetzt werden. Dazu sind starke Leistungstransistoren mit großen Kühlflächen erforderlich. Die hier beschriebene Anordnung benutzt die Transistoren nur als Schalter (S). Entsprechend der Ersatzschaltung (Bild 1) sind die zur Steuerung erforderlichen Bauteile in St zusammengefaßt. Sobald S geschlossen ist, wird der Kondensator C über den Widerstand R bis zur gewünschten Ausgangsspannung U_A aufgeladen. Ist der Sollwert erreicht, wird der Ladevorgang

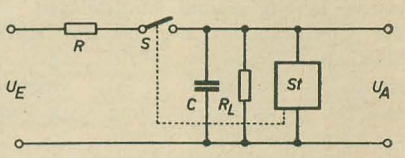


Bild 1: Regelungsprinzip

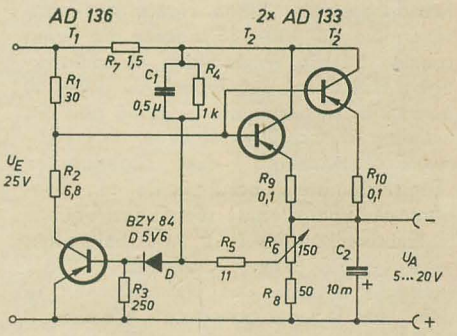


Bild 2: Vollständige Schaltung

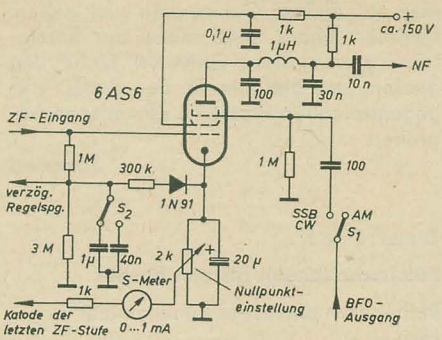
durch S unterbrochen. Tastverhältnis und Frequenz dieser Schaltung werden durch die Belastung bestimmt. Eine vollständige Schaltung zeigt Bild 2. Im Vergleich zu Bild 1 entsprechen sich: R_7 und R, T_2/T_2' und S, C_2 und C. R_4 und C_1 bewirken eine Rückkopplung. Im Einschaltmoment liegt keine Spannung an C_2, d. h., T_1 ist gesperrt. Über den Widerstand R_1 fließt in den Transistor T_2 ein großer Basisstrom, der einen großen Kollektorstrom zur Aufladung von C_2 bewirkt. Sobald der an R_6 gewählte Sollwert erreicht ist, wird T_1 leitend und dadurch T_2 gesperrt. Der Ladevorgang beginnt von neuem, wenn der Sollwert durch die Belastung unterschritten wird.

Nachteilig wirkt sich bei einer derartigen Schaltung die vorhandene geringe Brummspannung aus. Der Anwendungsbereich wird dadurch etwas eingeschränkt. Das im Bild 2 gezeigte Netzgerät ($U_A = 5$ bis 10 V, $I_A = 0$ bis 4 A oder $U_A = 10$ bis 20 V, $I_A = 0$ bis 2 A) wird berechnet.

Ein neuer Demodulator für SSB, CW und AM

Radio-Electronics November 1964, S. 104

Im allgemeinen erfolgen Demodulation und Regelspannungsgewinnung in Geräten, die für den Empfang amplitudenmodulierter (AM) Signale sowie Telegrafie- (CW) und Einseitenbandbetrieb (SSB) geeignet sind, durch ein oder zwei Dioden. Dabei darf die Regelspannung nur bei AM wirken, während bei CW- und SSB-Empfang die Verstärkung der Schaltungsanordnung durch den Schwebungsgenerator (BFO) bestimmt wird. Die gezeigte patentierte Schaltung ist für optimalen AM-, SSB- und CW-Empfang dimensioniert. Sie kann anstelle der üblichen Demodulatoren eingesetzt werden. Bei geöffnetem Schalter S_1 ist der BFO abgeschaltet, das ZF-Signal wird in der Gitter-Katodenstrecke gleichgerichtet und anschließend das NF-Signal im Pentodensystem verstärkt. An der Anode kann die NF abgenommen werden. Die Regelspannung, deren Einsatzpunkt die Diode 1 N 91 verzögert, wird an der Katodenkombination entnommen.
Mit S_2 läßt sich die Zeitkonstante des Regelkreises umschalten. Für den SSB- und CW-Empfang wird der BFO an das Gitter 3 angeschaltet. Im Anodenkreis



Vollständige Demodulatorstufe

kann die Differenzfrequenz (NF) zwischen Eingangssignal und BFO entnommen werden. Von besonderem Vorteil bei der gewählten Schaltungsanordnung ist die Trennung zwischen BFO-Eingang und Demodulatorstromkreis, so daß die Regelspannung durch den BFO nicht beeinflußt werden kann. Das S-Meter kann zwischen der Katode dieser Demodulatorstufe und der Katode der letzten ZF-Stufe angeschlossen werden, wobei die Nullpunkteinstellung durch einen geeigneten Abgriff erfolgt. In der Anodenleitung ist ein π-Kreis als ZF-Sperre eingesetzt.

-er

Fachbücher

H. Claussnitzer

Einführung in die Elektrotechnik

Hochschullehrbuch für Elektrotechnik im Nebenfach

VEB Verlag Technik, Berlin

398 Seiten, 408 Bilder, 12 Tafeln, Kunstleder 28,– MDN

Das vorliegende Buch ist auf eine an der TU Dresden gehaltene Vorlesung aufgebaut und soll dem Nichtelektrotechniker die notwendigsten Grundlagen dieses Fachgebietes vermitteln. Das Buch gibt daher nicht nur eine Einführung in die Theorie der Elektrotechnik, sondern zeigt auch viele Anwendungsmöglichkeiten, wodurch das Verständnis der theoretischen Grundlagen wesentlich erleichtert wird. Bei den angeführten Berechnungsbeispielen wurden die Nachrichtentechnik und die Elektrotechnik der Bedeutung entsprechend berücksichtigt. Das Buch teilt sich in folgende Hauptabschnitte auf: Physikalische Gleichungen, Grundbegriffe der Elektrotechnik, Gleichstromkreise, Das elektrische Feld, Das magnetische Feld, Wechselstromkreise, Ausgleichvorgänge, Elektrische Maschinen, Bauelemente der Schwachstromtechnik, Geräte der Schwachstromtechnik, Modulation sowie Elektrische Meßgeräte und Meßverfahren. Hierbei wurden die Gleich- und Wechselstromkreise und das magnetische Feld besonders eingehend behandelt. Zwei Tabellen mit Formelzeichen und gesetzlichen Einheiten erleichtern das Verständnis des gebotenen Stoffes. Da das Buch nur als Einführung gedacht ist, wird in einem besonderen Literaturverzeichnis auf weiterführende Literatur verwiesen.
Der klare Aufbau des Textes, unterstützt durch zahlreiche informative Bilder, ermöglicht ein schnelles Einarbeiten in diese Technik. Es wird daher jedem Studierenden eine große Hilfe sein. Selbstverständlich bietet es auch dem in der Praxis stehenden Techniker oder Ingenieur die Möglichkeit, seine elektrotechnischen Kenntnisse auffrischen zu können oder aus den vielen Rechenbeispielen praktische Anregungen zu entnehmen.

Jancke

Peter Hummitzsch

Zuverlässigkeit von Systemen
Band 28 der

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

VEB Verlag Technik, Berlin, 1965

88 Seiten, 44 Bilder, 3 Tafeln, broschiert 4,80 MDN

Mit der ständig wachsenden Zahl von Bauelementen in elektrischen und elektronischen Geräten und Einrichtungen gewinnen Zuverlässigkeitsbetrachtungen an Bedeutung. Das ist um so mehr der Fall, als technische Einrichtungen in steigendem Maße Steuer-, Kontroll- und Überwachungsfunktionen vom Menschen übernehmen und dadurch bei etwaigen Ausfällen auch Menschenleben bzw. große Sachwerte gefährden. Mit dem vorliegenden Band wird daher einem allgemeinen Bedürfnis entsprochen; er ist ein echter Gewinn für die REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK.
Der Autor, ein anerkannter Fachmann auf dem hier behandelten Gebiet, definiert zunächst die Grundbegriffe der Zuverlässigkeitstheorie, wobei in dankenswerter Weise auch die englisch/amerikanischen und russischen Fachbegriffe zitiert werden. Danach folgen Darlegungen über Fehlerarten (Früh-, Zufalls- und Ermüdungsfehler) sowie über Fehlerursachen und -typen. Die anschließende Behandlung der Zuverlässigkeit von Seriensystemen schließt mit der Durchrechnung eines praktischen Beispiels: Ein aus Dioden, Transistoren, Widerständen und Kondensatoren bestehendes Netzwerk wird auf seine Systemfehlerrate und Systemzuverlässigkeit hin untersucht, wobei von vorgegebenen Fehlerraten der Bauelemente ausgegangen wird.
Die Erörterung von Maßnahmen zur Erhöhung der Systemzuverlässigkeit, z. B. durch Einführung nützlicher Redundanz, sowie Hinweise auf Instandhaltung und Inspektion schließen den Band ab.
Dem Verfasser ist es gelungen, auf dem geringen zur Verfügung stehenden Umfang alle wesentlichen Aspekte der Zuverlässigkeitstheorie klar und durchsichtig zu behandeln; er leitet aus den allgemeinen, mit mäßigem mathematischem Aufwand durchgeführten Betrachtungen viele wertvolle Hinweise zur Erhöhung der Zuverlässigkeit von Geräten ab, die dem Entwickler, dem Konstrukteur und dem Bedienungspersonal von Nutzen sind.
Dem Band ist ein großer und interessierter Leserkreis sicher.

Gottschalk

Hagen Jakubaschk

Oszillografentechnik für den Amateur – Teile 1 und 2

Reihe „Der praktische Funkamateur", Hefte 44 und 45

Deutscher Militärverlag, Berlin, 1964

97 Seiten, 82 Bilder bzw. 100 Seiten, 90 Bilder, broschiert je Heft 1,90 MDN

Irgendwann stellt jeder Amateur fest, daß ihm ein Oszillograf sehr nützlich sein kann, da er manches andere Maßmittel zu ersetzen oder zu ergänzen vermag. Dabei ist zu bedenken, daß der Aufwand für den Selbstbau eines modernen Rundfunkempfängers kaum geringer ist als der für einen Oszillografen. Der Amateur kann mit ihm den Schritt vom reinen „Basteln" zur ernsthaften Auseinandersetzung mit seiner Technik tun.
Bau und Verständnis sind mitunter zwei verschiedene Dinge. Der Autor bemüht

sich daher zunächst auf recht breitem Raum um dieses Verständnis, bevor er im Teil 1, „Gerätetechnik", den Bau von Geräten für die Oszillografie beschreibt. Er nimmt dabei dem Leser gleichzeitig die Scheu davor, seine Kenntnisse dann in der reinen Fachliteratur weiter zu vertiefen. Leider wird keine Anleitung für den Bau eines Oszillografen selbst gegeben, sondern auf Heft 18 der Reihe „Der praktische Funkamateur" verwiesen. Dafür bot die Broschüre genügend Platz für die Beschreibung von Zusatzgeräten, durch die ein Oszillograf erst richtig ausgenutzt werden kann.

Sind diese Zusatzgeräte und natürlich der Oszillograf selbst vorhanden, so findet man im Teil 2, „Praxis der Oszillografie", eine Fülle von Anwendungen. Diese aber lassen auch den Skeptiker nicht mehr darüber im Zweifel, daß der Oszillograf kein unnötiger Luxus ist.

Die Reihenfolge der vorgestellten Verfahren erscheint logisch. Mag auch der Spezialist viel ihm „trivial" erscheinendes finden und anderes vermissen, so dürfte die gebotene Auswahl doch gerade dem Neuling auf diesem Gebiet sehr viel geben. Darüber hinaus wird selbst der Studierende gern zu dieser „privaten" Einführung greifen, um die ihm in der Praxis entgegentretenden Probleme schneller zu begreifen.

Schlenzig

Dieter Franz

Relaisschaltungen für den Bastler

Reihe „Der praktische Funkamateur", Heft 48

Deutscher Militärverlag, Berlin, 1964

115 Seiten, 54 Bilder, broschiert 1,90 MDN

Vom Aufbau und Inhalt her erkennt man nicht, daß diese Broschüre ein „Erstlingswerk" darstellt. Der Autor beherrscht den dargebotenen Stoff so, daß dem Leser an den Erläuterungen fast nichts zu wünschen übrig bleibt. Dabei ist der Verzicht auf Halbleiterschaltungen (Schaltertransistoren u. ä.) kein Nachteil, denn bereits so erreichte der Titel eine hohe Seitenzahl und bildet ein in sich abgeschlossenes Ganzes. Er trägt der Tendenz Rechnung, daß heute das Relais unberechtigterweise etwas in den Hintergrund getreten ist. Hier wird der Beweis angetreten, daß es sich dennoch um ein duchaus modernes Bauelement handelt.

Während der Amateur heute mit Halbleitern infolge reichlich vorhandener Literatur recht gut umzugehen versteht, fehlte bisher eine Arbeit, die ihm das Relais wieder nahebringt. Das ist nun geschehen, unter Berücksichtigung besonders der z. Z. im Handel erhältlichen Typen und zugeschnitten auf die Interessen des Amateurs.

Gewarnt werden muß lediglich vor einer Stelle. Dort werden gegenüber den zugelassenen Daten (Spannung!) gewisse Konzessionen gemacht. Das verführt dazu, die Sicherheitsbestimmungen zu leicht zu nehmen, und das sollte auch in der privaten Sphäre nicht geschehen.

Sehr erfreulich ist schließlich der Anhang, in dem man außer über die konkreten Daten handelsüblicher Relais auch über deren Systematik informiert wird.

Schlenzig

TECHNIK-Bücher und **TECHNIK-Zeitschriften**
unentbehrliche Helfer der Fachwelt!
Prospektmaterial über die Literatur des
VEB VERLAG TECHNIK
fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an

Unabhängig von Importlieferungen durch Verwendung von
Spezial-Wellenschalteröl
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

PGH „FUNKTECHNIK"
806 DRESDEN
jetzt:
Friedrich-Engels-Straße 20
Telefon 55287

Lautsprecher-Spezialwerkstatt
Reparaturen aller Fabrikate und Typen bis 40 W

25 JAHRE technische Schiebe-Abziehbilder!
Verlangen Sie bemustertes Angebot!
HOLM GROH
703 Leipzig,
Kurt-Eisner-Straße 71

PrüfFix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

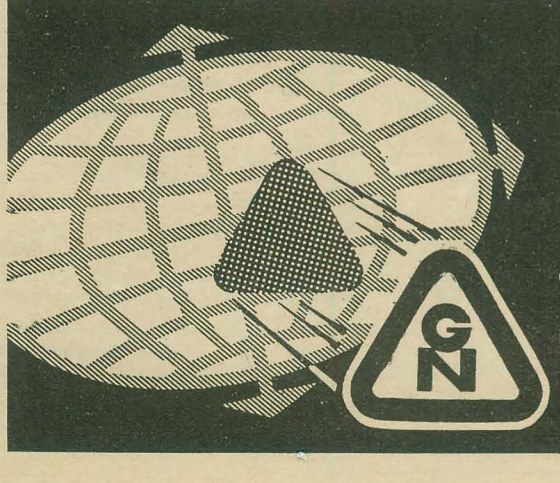
SUCHE
Prüfgerät Type „P 61"
W. Breitfeld, 9532 Wildenfels/Erzgebirge, Wiesenstraße 8

Selektograf SO 80
750,— MDN, zu verkaufen, Angebote unter 535 an Dewag-Werbung Luckenwalde, Ernst-Thälmann-Str. 48

Verkaufe
„radio und fernsehen"
Jahrg. 1961, 1960, v. 1959 H. 11-24
Helmut Frank, 69 Jena,
Grietgasse 9

Rundfunkmechaniker-Meister
mit Fernsehprüfung, ohne Anhang, 40 Jahre, sucht neuen Wirkungskreis.
D 122 Dewag 15 Potsdam

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, 521 Arnstadt/Th.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673



In vielen Teilen der Erde
werden unsere unter Berücksichtigung langjähriger Facherfahrung entwickelten Bauelemente der Nachrichtentechnik mit Erfolg verwendet
Tastenschalter, Miniatur-Tastenschalter, Transformatoren, Drosseln, Spulensätze, Drahtwiderstände, UKW-Bausteine
GUSTAV NEUMANN KG
SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN, TRANSFORMATOREN, DRAHTWIDERSTÄNDE · CREUZBURG/WERRA THÜR.

Elektronische Fachbegriffe mit der Endung „-istor“

Die für die Elektronik wohl typischste Familie von Fachbegriffen ist die der Endung -tron. Besonders durch die Entwicklung der Halbleitertechnik ist gegenwärtig das Entstehen einer weiteren Gruppe elektronischer Fachwörter, und zwar mit der Endung -istor, zu verzeichnen. Obwohl deren Umfang den der ersteren heute keinesfalls erreicht, sei im folgenden eine kurze Zusammenstellung dieser Fachbegriffe angegeben, wobei eine Garantie für Vollständigkeit nicht übernommen werden kann.

Assistor

Halbleiterbauelement mit negativem Widerstandsbereich der Strom-Spannungskennlinie, bestehend aus einem zwischen zwei Metallelektroden angeordneten Halbleiterkristall. Das Zustandekommen des Negativ-Widerstandsbereiches läßt sich als Vorprozeß eines Wärmedurchschlages erklären.

Binistor

Der Shockleyschen Vierschichtdiode ähnlich aufgebaute, bistabile pnpn-Halbleiteranordnung der Transistron Electronic Corp. Die Kennlinie des Binistors weist einen von der Kollektor-Emitter-Spannung abhängigen Bereich mit negativem Widerstand auf.

Dynistor

Hyperleitende Diode mit negativem differentiellem Widerstand. Die Wirkungsweise beruht auf Stoßionisationsprozessen an einem pn-Übergang.

Fieldistor

Halbleiterverstärkerelement, bei dem der Emitter nicht unmittelbar auf dem Halbleiterkristall aufsitzt, sondern in einem gewissen Abstand von diesem angeordnet ist (kapazitive Ankopplung). Der Kollektorstrom wird durch das elektrische Feld gesteuert, das sich um die Emitterspitze ausbildet (Spitzenfieldistor).

Beim Flächenfieldistor handelt es sich um ein Unipolar-Halbleiterverstärkerelement, bei dem ein Strompfad zwischen Emitter und Kollektor durch die Spannung an den beiderseits des Kristalls angebrachten Basiselektroden gesteuert wird.

Frigistor

Thermopaar auf Halbleiterbasis, das unter Ausnutzung des Peltiereffektes (Peltier 1834) als Kühlelement wirkt (Peltierelement). Ein Frigistor besteht aus einem p- und einem n-leitenden Schenkel mit positiver bzw. negativer Thermokraft. Beide sind durch eine gutleitende Metallbrücke miteinander verbunden.

Gaussistor

Magnetisch steuerbares Halbleiterbauelement (siehe Madistor).

Ignistor

Elektronisches Zündsystem der Bendix Corp. (New York), bei dem ein Transistor und eine Zenerdiode als Überspannungsschutz des Transistors in einem Gehäuse untergebracht sind.

Jamsistor

Bezeichnung für – sich besonders in England in Umlauf befindliche, aber nicht zugelassene – Geräte zur Störung von Kofferradios. Sie bestehen aus einem einfachen Mittelwellenoszillator, der mit einer Tonfrequenz moduliert wird.

Madistor

Magnetisch steuerbares Halbleiterbauelement, bei dem die Beeinflussung des sich in einem Halbleiter ausbildenden Plasmas durch ein Magnetfeld ausgenutzt wird.

Memistor

Speicherelement der Firma TRIONICS, bei dem der Widerstandswert eines Nickeloxidwiderstandes durch Spannungsimpulse von einigen Volt zwischen 100 Ω und 1 MΩ geändert werden kann.

Neuristor

Bionisches Element zur Nachbildung gewisser Neuroneneigenschaften. Ein Neuristor kann z. B. aus einem streifenartig ausgeführten Thermistor mit parallelgeschaltetem Speicherkondensator bestehen.

Nuvistor

Miniaturisierte Hochvakuumelektronenröhre in Metall-Keramikausführung mit günstigen Höchstfrequenzeigenschaften, geringen Versorgungsspannungen, geringen Exemplarstreuungen sowie günstigen thermischen und mechanischen Eigenschaften.

Pylistor

Steuerbarer Siliziumgleichrichter (siehe (Thyristor).

Resistor

Engl.: elektrischer Widerstand

Scanistor

Von IBM entwickelte Diodenbaugruppe, die bei Lichteinfall eine Spannung erzeugt, die von der Lichtstärke des auf die Oberfläche des Scanistors einfallenden Lichtstrahls sowie dem Ort des Einfalls abhängig ist. Der Scanistor besteht aus Diodenpaaren, von denen jedes aus einer lichtempfindlichen Diode und einer Schaltdiode gebildet wird. Er wird für lichtelektrisches Abtasten von Belegen angewendet und ist in der Lage, sichtbare und Infrarotbilder in elektrische Signale umzuwandeln.

Sounvistor

Festkörper-Rauschdiode der Fa. Solitron unter Ausnutzung des Zenereffektes, die die Erzeugung weißen Rauschens im Frequenzbereich von 2 bis 500 MHz gestattet.

Spacistor

Halbleiterverstärkerelement mit vier Anschlüssen, bestehend aus einer n-leitenden Kollektorschicht und einer p-leitenden Basisschicht. Beide sind durch eine Raumladungsschicht getrennt. Die Ladungsträger werden von einem Injektor auf der Raumladungsschicht erzeugt. Die Steuerung erfolgt durch einen ebenfalls auf der Raumladungsschicht aufsitzenden Modulator.

Statistor

Von der Firma CSF entwickelter Feldeffekt-Halbleiterverstärker, bei dem die Beeinflussung des zwischen Anode und Katode in einem Halbleiterkristall fließenden Stromes durch eine isoliert auf dem Halbleiter angebrachte Steuerelektrode erfolgt.

Suplistor

Ähnlich der Dreifachröhre von LOEWE, die in einem Glaskolben eine als Audion, eine als NF-Verstärker und eine als Endröhre arbeitende Röhre enthielt, aufgebautes System der belgischen Firma ANCIENS ETABLISSEMENTS SUPLI, in Transistorausführung. Der Suplistor hat eine Spannungsverstärkung von 100 dB bei 2 W Kollektorverlustleistung.

Symistor

Symmetrischer Thyristor der franz. Compagnie Generale d'Electricite nach dem Schema pnpnp. Man kann damit Ströme in beiden Richtungen steuern.

Telistor

Firmenbezeichnung für eine Kleinfernsehkamera vom VEB WF Berlin.

Thermistor

Oxidischer Halbleiterwiderstand mit stark negativem Temperaturkoeffizienten. Die Temperaturabhängigkeit des Widerstandswertes ist logarithmisch.

Thyristor

Steuerbarer Siliziumgleichrichter, bestehend aus vier verschieden dotierten Si-Schichten der Folge pnpn. Zwischen Anode (äußere p-Schicht) und Katode (äußere n-Schicht) kommt nur dann ein Stromfluß zustande, wenn eine Mindestspannung anliegt. Als Steuerelektrode für den Stromeinsatz dient die der Katode benachbarte p-Schicht.

Transistor

Halbleiterverstärkerelement, bestehend aus mindestens drei aufeinanderfolgenden Schichten unterschiedlicher Dotierung. Die Verstärkerwirkung ergibt sich durch Ausnutzung der Leitungseffekte in Halbleitereinkristallen mit gezielter Dotierung (zahlreiche Ausführungsformen).

Trigistor

Steuerbarer Halbleitergleichrichter
(siehe Thyristor).

Trinistor

Steuerbarer Halbleitergleichrichter (siehe Thyristor). Geschützte Firmenbezeichnung von Westinghouse.

Twistor

Speicherelement der Western Electric, bestehend aus einem Cu-Draht, der von einem Band aus einer Molybdänlegierung spiralförmig umgeben wird. Zur Speicherung ausgenutzt wird die spiralförmige magnetische Vorzugsrichtung dieses Bandes. Die Magnetisierung erfolgt durch zwei Ströme, die durch den Draht bzw. eine um den Twistor gelegte Spule fließen.

Varistor

Oxidischer Halbleiterwiderstand, der eine starke Spannungsabhängigkeit seines elektrischen Widerstandes aufweist.

H. D. Naumann

Von steigender Bedeutung

für die Regelungs- und Steuerungstechnik sind die Magnetverstärker. Mitbestimmend dafür ist eine Reihe von Vorzügen, wie Zuverlässigkeit, hoher Wirkungsgrad, Stoßfestigkeit, hohe Ansprechempfindlichkeit für Gleichspannungen, großer Verstärkungsfaktor, hohe Lebensdauer, sofortige Betriebsbereitschaft, Explosionssicherheit u. a. Dementsprechend finden sie auch praktische Anwendung

zur

Messung von Gleichströmen und Gleichspannungen
Messung kleiner Ströme und Spannungen
Drehzahlsteuerung von Motoren
Steuerung von Gleichrichtern
Spannungsregelung von Gleichstrommaschinen
selbsttätigen Regelung von Gleichrichtern
Messung von magnetischen Gleichfeldern usw.

Eine Einführung in dieses am Anfang etwas schwierig erscheinende Gebiet, die die Theorie und die Wirkungsweise, den Aufbau und die Anwendung zusammenhängend und leichtverständlich darstellt, ist das Werk von

Ing. M. Gabler, Ing. J. Haškovec
Ing. E. Tomanek

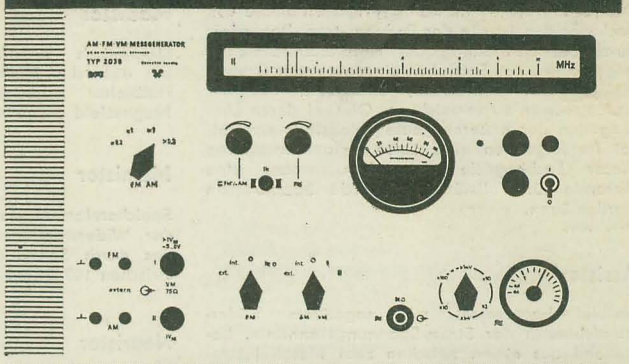
Magnetische Verstärker

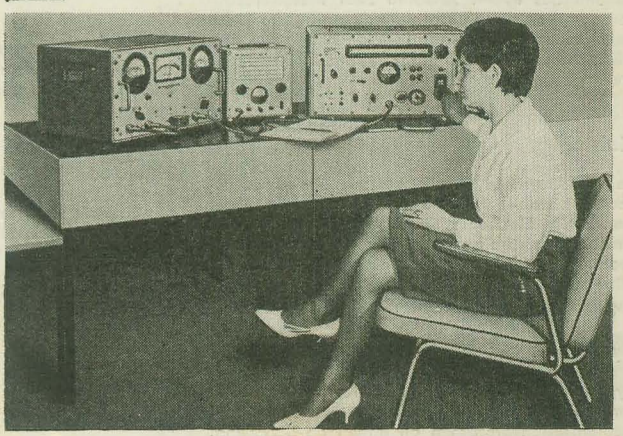
Aus dem Tschechischen
Deutsche Redaktion: Dipl.-Ing. K. W. Pflug
376 Seiten, 422 Abbildungen, Kunstleder 33,80 DM

Inhalt (nur Hauptkapitel):

Einleitung
Wirkungsweise der wichtigsten Schaltungen der magnetischen Verstärker
Mehrphasenschaltungen
Kennlinien
Dynamische Eigenschaften magnetischer Verstärker
Ferromagnetische Materialien
Gleichrichter
Konstruktiver Aufbau von magnetischen Verstärkern
Berechnung des magnetischen Verstärkers
Sonderschaltungen
Praktische Anwendung magnetischer Verstärker
Vergleich magnetischer Verstärker mit anderen Verstärkern

RFT industrie-electronic





In unserem Programm an HF-Meßgeräten im Frequenzbereich 30 KHz ··· 300 MHz finden auch Sie einen Frequenzmesser oder Generator, der Ihren Vorstellungen entspricht.

Wir empfehlen Ihnen u. a.:

Breitbandgenerator
Typ 2016 10 Hz ··· 10 MHz
HF-Meßgenerator
Typ 2159 30 KHz ··· 30 MHz
HF-Leistungsgenerator
Typ 2001a 100 KHz ··· 20 MHz
Meßgenerator für AM und FM
Typ 2006a 10 MHz ··· 240 MHz
AM–FM-VM-Meßgenerator
Typ 2039 4,2 MHz ··· 300 MHz
Leistungsgenerator
Typ 2002a 20 MHz ··· 240 MHz
Absorptionsfrequenzmesser
Typ 3014 10 MHz ··· 330 MHz
Frequenzmesser
Typ 3010 20 MHz ··· 300 MHz
Frequenzhubmesser
Typ 3012 20 MHz ··· 300 MHz

VEB FUNKWERK ERFURT

501 ERFURT, RUDOLFSTR. 47/14

Telefon: 5 82 80

Telegramm: Funkwerk Erfurt

Fernschreiber: 055 306